



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1988

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

5

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.3.001.57

Теория подобия в электромеханике (обзор)

ИЛЬИНСКИЙ Н. Ф., ПОПОВ М. А.

Москва

Рассмотрение физических процессов в механике, гидравлике, теплотехнике, в ряде других областей науки и техники уже на стадии формирования первичных представлений предполагает обращение к теории подобия, а запись основополагающих уравнений и изображение функциональных зависимостей осуществляется в критериальном виде. Результаты исследований здесь формулируются в ставших классическими безразмерных комплексах — критериях и числах — Ньютона, Рейнольдса, Эйлера, Фруда, Коши, Грасгофа, Нуссельта, Прандтля, Кирпичева и др. [1, 2].

В последние десятилетия теория подобия органично вошла в электроэнергетику и позволила по-новому, очень эффективно решать широкий круг задач [3], оказала существенное влияние на методологию моделирования электрических машин [4], сыграла заметную положительную роль в ряде других областей науки и техники. Вместе с тем мощный универсальный аппарат теории подобия неадекватно мало используется в электротехнике вообще и, в частности, в электромеханике, хотя его польза там несомненна.

В настоящем обзоре анализируются примеры позитивного применения теории подобия в различных задачах электромеханики и на этой основе с

учетом опыта авторов формулируются типичные ситуации, в которых методы теории подобия оказываются особенно эффективными.

Малое распространение теории подобия в электромеханике объясняется, по-видимому, как субъективными, так и объективными причинами. Так, сравнительно небольшая до недавнего времени номенклатура хорошо изученных видов электромеханических устройств (двигателей, преобразователей и т. п.), предпочтительное внимание к статическим режимам относительно несложных систем, допустимость весьма сильных упрощений в их математическом описании — все это не приводило к необходимости высокого уровня обобщений результатов легко воспроизводимых исследований. В настоящее время положение резко изменилось.

В электромеханику вошло много новых элементов — специальные электромеханические преобразователи во вращающемся, линейном, планарном и др. исполнениях, гистерезисные двигатели, МГД-машины, пьезоэлектрические, магнитострикционные устройства и т. п. Работа с ними, использование их в весьма сложных системах при высоком уровне требований к качеству выполнения технологических операций остро обозначили необходимость глубокого и общего подхода к ма-

тематическому описанию, к построению емких и компактных моделей. Эта же тенденция проявилась и в классическом электроприводе в связи с существенным усложнением систем и резким повышением требований к качеству их функционирования.

Убедительным примером нового подхода к решению электромеханических задач может служить получение обобщенного математического описания шагового электропривода [5]. Сначала, исходя из заведомо упрощенной линеаризованной механической модели привода

$$J_{\Sigma} \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + M_m p_n \theta_m = 0,$$

где J_{Σ} — суммарный момент инерции; θ_m — механическое угловое положение ротора; M_m — амплитуда основной гармонической синхронизирующего момента; p_n — число пар полюсов двигателя, был найден базис времени и частоты в виде круговой частоты собственных колебаний

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{p_n M_m}{J_{\Sigma}}}.$$

Затем в процессе усложнения модели, включения в нее уравнений электрического равновесия была окончательно сформирована совокупность небольшого числа обобщенных переменных и параметров, положенная в основу как изящной теории, так и методики проектирования дискретного электропривода с шаговыми двигателями [5]. В обобщенное описание вошли безразмерные время τ , ток фазы i , момент μ , постоянная времени фазы χ , внутреннее демпфирование δ :

$$\tau = \Omega_0 t; i = \frac{I}{I_{\kappa.3}}; \mu = \frac{M}{M_m} = \frac{M}{\frac{m}{2} p_n \psi_m \frac{U_0}{R}};$$

$$\delta = \Omega_0 \frac{\Psi_m}{U_0}; \chi = \Omega_0 T.$$

Здесь t — время; I , R , T — ток, сопротивление и постоянная времени фазы; ψ_m — амплитуда потокосцепления фазы с контуром возбуждения; U_0 — базисное значение напряжения, определяющее как напряжение питания фаз двигателя, приведенное к двум фазам; M , m — электромагнитный момент и число фаз шагового двигателя.

Отметим, что указанные безразмерные комплексы, в которых строится универсальное математическое описание, были сформированы без привлечения теории подобия. «Платой» за это явилось очень трудоемкое, глубокое, многоплановое изучение физических процессов и как следствие — большие затраты времени и труда.

Подобным же образом сформирована система безразмерных комплексов для двухмассовой электромеханической системы, вошедшая в теорию электропривода [6]. Она содержит отношение γ суммарного момента инерции к моменту инерции, соответствующему первой массе и базиру-

ющиеся на частоте свободных колебаний двухмассовой системы Ω_{12} безразмерное время $\Omega_{12} t$ и безразмерные постоянные времени $\Omega_{12} T_{m1}$ и $\Omega_{12} T_{\gamma}$. В указанной системе оказалось возможным получить в комплексной форме критериальные оценки существенности электромеханической связи, найти удобные для синтеза параметров универсальные зависимости.

Приведенные примеры убеждают в плодотворности «физического» подхода к получению обобщенных параметров и переменных, который в рассматриваемых случаях оказался возможным благодаря наличию полного математического описания исследуемого объекта. Немногочисленность подобных примеров свидетельствует, по-видимому, о необходимости больших интеллектуальных затрат для получения результата.

Интересные практические результаты получены в [7] применительно к двигателям постоянного тока в динамических режимах, а также при использовании специальных схем включения. Основываясь на обычном математическом описании двигателя, автор вводит удобные для конкретных условий критерии подобия и строит простые связывающие их номограммы. Так, начав с элементарной модели (пуска вхолостую)

$$1 = i + \frac{di}{d\tau} + \omega_*,$$

$$i = \frac{1}{\delta} \frac{d\omega_*}{d\tau},$$

где

$$i = \frac{I}{I_{\kappa.3}}; \omega_* = \frac{\omega}{\omega_0}; \tau = \frac{t}{T_{\gamma}};$$

$$\delta = \frac{T_{\gamma}}{T_m};$$

$I_{\kappa.3}$ — ток короткого замыкания; ω_0 — скорость идеального холостого хода; T_{γ} , T_m — постоянные времени цепи якоря и электромеханическая, автор строит на ее основе универсальные зависимости $i_{\max} = f(\delta)$, $\tau_{i_{\max}} = f(\delta)$ и др. Затем он усложняет модель, вводит в нее зависящий от скорости момент сопротивления, изменяющийся во времени, а также зависящий от тока якоря магнитный поток. В этих и других случаях автор убедительно демонстрирует эффективность приема — уменьшение числа взаимодействующих факторов, их безразмерность, узкие пределы изменения в реальных задачах, универсальность связей. Вместе с тем окончательные результаты автор представляет лишь в виде универсальных диаграмм, что существенно ограничивает область применения обобщенного подхода.

Дальнейшим его развитием, снимающим это ограничение, является сочетание теории подобия с методами планирования эксперимента [3, 8]. О плодотворности такого сочетания свидетель-

вует решение на его основе ряда задач из области электромеханики. Укажем некоторые из них.

В [9] приведены результаты исследования и разработки электропривода аппарата вспомогательного кровообращения (АВК).

Работа линейного шагового электродвигателя 1 (рис. 1), перемещающего поршень насоса 2, синхронизирована с деятельностью сердца пациента. Углекислый газ нагнетается через клапан 3 в баллончик 4, введенный в аорту на гибком катетере таким образом, что снижается нагрузка сердца по выталкиванию крови из аорты в артерии; вакуумирование баллончика способствует преодолению сопротивления выброса крови за счет уменьшения давления в аорте. Решалась задача получения удобных для практики уравнений проектирования системы на рис. 1, в частности, зависимости времени сжатия газа $t_{сж}$ от параметров привода (модуль усилия F , развиваемого линейным двигателем, и динамическая добротность β) и параметров, которые можно назвать технологическими: $p_{ат}$ — атмосферное давление воздуха; S_n — площадь поршня; $p_{н0}$, $V_{н0}$ — начальные значения соответственно давления и объема газа в баллончике АВК; $p_{н.тр}$ — требуемое конечное давление газа.

С учетом допущений, обоснованных автором, физический процесс сжатия газа в баллончике АВК описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned}\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m_\Sigma} [F - (p_n - p_{ат}) S_n]; \\ \frac{dV_n}{dt} &= -v S_n; \\ p_n &= p_{н0} \left(\frac{V_{н0}}{V_n} \right),\end{aligned}$$

где p_n , V_n — текущие значения давления и объема газа; v — скорость перемещения поршня; m_Σ — суммарная масса поршня и подвижного элемента двигателя.

Данная система не интегрируется в элементарных функциях и решается на ЭВМ численными методами, поэтому для получения искомой зависимости

$$t_{сж} = f(F, \beta, p_{ат}, S_n, p_{н0}, V_{н0}, p_{н.тр}),$$

где $\beta = F/m_\Sigma$, т. е. для перестроения исходной математической модели использовано планирование эксперимента. При этом с целью достижения общности результатов приемами теории подобия осуществлен переход от частных параметров к их безразмерным комплексам:

$$\frac{t_{сж}}{\beta^{-1/2} S_n^{1/4}}; \frac{F}{p_{ат} S_n}; \frac{V_{н0}}{S_n^{3/2}}; \frac{p_{н0}}{p_{ат}}; \frac{p_{н.тр}}{p_{ат}}.$$

Благодаря сочетанию методов планирования эксперимента и теории подобия удалось заметно сократить число варьируемых факторов и соот-

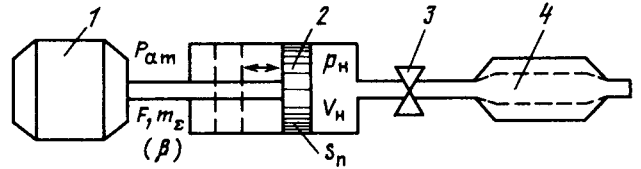


Рис. 1. Схема привода АВК с насосом — баллончиком

ветственно количество реализуемых опытов, что существенно снизило трудоемкость исследования и повысило эффективность его конечных результатов. Так, в рассматриваемом примере число варьируемых параметров изначально равнялось 7 и при постановке полного факторного эксперимента ПФЭ 2^7 потребовалось бы 128 раз решить исходную систему уравнений вместо 16 в случае реализации ПФЭ 2^4 с безразмерными комплексами.

Итоговое критериальное соотношение получено в виде

$$\begin{aligned}\frac{t_{сж}}{\beta^{-1/2} S_n^{1/4}} &= 0,111 - 0,304 \left(\frac{F}{p_{ат} S_n} \right)^{-1} + 1,581 \times \\ &\times \left(\frac{V_{н0}}{S_n^{3/2}} \right)^{1/2} + 0,006 \left(\frac{p_{н0}}{p_{ат}} \right)^3 + 0,0024 \times \\ &\times \left(\frac{p_{н.тр}}{p_{ат}} \right)^{-1} + 0,147 \left(\frac{V_{н0}}{S_n^{3/2}} \right)^{1/2} \left(\frac{p_{н0}}{p_{ат}} \right)^3 - \\ &- 0,234 \left(\frac{V_{н0}}{S_n^{3/2}} \right)^{1/2} \left(\frac{p_{н.тр}}{p_{ат}} \right)^{-1} - 0,014 \left(\frac{p_{н0}}{p_{ат}} \right)^3 \times \\ &\times \left(\frac{p_{н.тр}}{p_{ат}} \right)^{-1} - 0,840 \left(\frac{V_{н0}}{S_n^{3/2}} \right)^{1/2} \left(\frac{p_{н0}}{p_{ат}} \right)^3 \times \\ &\times \left(\frac{p_{н.тр}}{p_{ат}} \right)^{-1}\end{aligned}$$

и позволило сформулировать ряд выводов, важных для проектирования, в частности, о преобладающем влиянии на время сжатия газа фактора $V_{н0}/S_n^{3/2}$, выражающего соотношение хода и диаметра поршня, и несущественным влиянием фактора силы $F/(p_{ат} S_n)$, так что выбор электродвигателя должен проводиться исходя из хода и динамической добротности.

Другим примером может служить исследование электромеханических модулей (ЭММ) многокоординатного шагового электропривода [10]. Типовая конструкция ЭММ показана на рис. 2.

Якорь 1 образован двумя шихтованными сердечниками и дистанционирован относительно зубчатого индуктора 2 азростатическими опорами. Зубцовые зоны полюсов якоря смещены относительно первого полюса на углы $\pm\pi$, $3\pi/2$, $\pi/2$ рад. При протекании в фазных обмотках 3, 4 токов i_1 , i_2 создаются магнитные потоки Φ_y и возбужденными оказываются те два полюса, в которых Φ_y совпали по направлению с потоком Φ_n возбуждения от постоянного магнита. Переключение полярности фазных токов приводит к че-

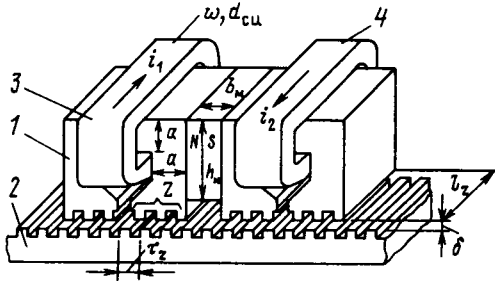


Рис. 2. Типовой электромеханический модуль

редованию пар возбужденных полюсов и шаговому перемещению якоря.

В основу исследования этого весьма сложно-го с точки зрения получения адекватного математического описания объекта был положен натурный планируемый эксперимент на специально создаваемых физических макетах устройства. Эксперименту предшествовало представление в безразмерной форме основных зависимостей, характеризующих электромеханические, электромагнитные, тепловые и другие процессы и связывающих разнородные физические величины. В результате были получены компактные уравнения связи показателей ЭММ с конструктивными признаками.

Полиномиальная зависимость безразмерного комплекса максимально допустимого действующего значения I фазного тока определена при фиксированных классе изоляции F и максимальном превышении температуры $\Delta t^\circ = 135^\circ\text{C}$, естественном охлаждении при наиболее неблагоприятном соотношении поверхностей охлаждения собственно модуля и конструктива, в который он входит:

$$\frac{I}{\sqrt{\alpha \Delta t^\circ \tau_z / \varrho_{\max}}} = \left(0,109 + 0,707 \frac{d_{cu}}{\tau_z} + 1,94 \cdot 10^{-3} \times \right. \\ \left. \times \frac{l_z}{\tau_z} + 0,0214 \frac{a}{\tau_z} - 1,33 \cdot 10^{-3} w \right)^2.$$

Здесь τ_z — зубцовое деление; α — коэффициент теплоотдачи с поверхности модуля, равный $10 \text{ Вт/м}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$; l_z — длина активной части зубцовой зоны; w, d_{cu} — число витков и диаметр провода фазных обмоток; a — ширина магнитопровода; ϱ_{\max} — удельное электрическое сопротивление обмоточного провода при максимальной температуре.

Для высоты h_m постоянного магнита как параметра «питания» сердечников (при зафиксированном размере b_m) и амплитуды F_m статической синхронизирующей силы полиномы имеют вид:

$$\frac{h_m}{\tau_z} = -27 + 11,2 \frac{d_{cu}}{\tau_z} - 0,319z + 3,21 \frac{a}{\tau_z} + \\ + 0,0409w - 406 \frac{\delta}{\tau_z},$$

$$\frac{F_m}{B_r^2 \tau_z^2 / \varrho_m} = \left(0,193 - 0,726 \frac{d_{cu}}{\tau_z} + 8,45 \cdot 10^{-3} \frac{l_z}{\tau_z} - \right. \\ \left. - 0,0733z + 0,289 \frac{a}{\tau_z} + 0,0104w - 11,9 \frac{\delta}{\tau_z} \right) \times \\ \times \frac{d_{cu}}{\tau_z} \frac{l_z}{\tau_z},$$

где δ — воздушный зазор; B_r, ϱ_m — остаточная индукция и коэффициент возврата постоянного магнита; z — число зубцов полюса якоря.

Критериальные модели аналогичного вида записаны для других безразмерных параметров электромеханических модулей [10].

На основе таких полиномиальных зависимостей выполнена на ЭВМ оптимизация модулей по удельным показателям качества, в результате чего определены области оптимальных по различным критериям параметров ЭММ и сделаны основополагающие шаги по созданию САПР ЭММ многокоординатного шагового электропривода.

Тот же комплекс «физический макет — теория подобия — планируемый эксперимент» был успешно применен при построении универсальных тепловых моделей электродвигателей в номинальных режимах [11, 12], при разработке динамических моделей ряда нелинейных электротехнических [13] и электромеханических [14] устройств, в других задачах.

Опыт совместного применения теории подобия и планирования эксперимента позволил выработать ряд рекомендаций, общих правил. Часть рекомендаций, общая для задач электромеханики и электроэнергетики, сформулирована в [15]:

изменяемые переменные следует распределить по разным безразмерным комплексам, комбинируя их только с неизменяемыми параметрами, благодаря чему, в частности, обеспечивается независимость варьирования безразмерных комплексов как факторов планируемого эксперимента;

нужно стремиться к тому, чтобы безразмерные комплексы были максимально простыми по структуре, а образующие их величины имели наименьшие целые степени;

максимально возможное число безразмерных комплексов следует формировать только из неизменяемых параметров с целью дополнительного сокращения количества варьируемых факторов и трудоемкости исследования.

Дополним эти правила соображениями, вытекающими из опыта авторов.

1. Существеннейшая особенность теории подобия состоит в том, что свойственная ей четкость аналитических процедур должна сочетаться с творческим, неформальным подходом к формированию безразмерных комплексов в рациональном применительно к решаемой задаче виде; это же в полной мере относится и к планированию эксперимента. Неформальный подход предполагает привлечение априорной информации, зачастую

Таблица 1

Параметр	x_σ	$x_{\sigma d}$	$x_{\sigma q}$	$x_{\sigma f}$	x_{ad}	x_{aq}	r_a	r_f	$r_{\sigma d}$	$r_{\sigma q}$
Значение	0,07—0,221 0,146	0,077—0,163 0,12	0,058—0,13 0,094	0,117—0,300 0,209	0,666—1,65 1,16	0,374—1,035 0,705	0,05—0,008 0,029	0,007—0,0008 0,0039	0,082—0,0121 0,047	0,082—0,029 0,056
Диапазон	3,16	2,12	2,24	2,56	2,48	2,78	0,16	0,11	0,148	0,35

Таблица 2

Параметр	x_σ	$x_{\sigma d}$	$x_{\sigma q}$	$x_{\sigma f}$	x_{aq}	q_f	$q_{\sigma d}$	$q_{\sigma q}$
Значение	0,187—0,214 0,201	1,33—1,25 1,29	0,496—0,433 0,465	0,176—0,182 0,179	3,20—3,45 3,33	0,0854—0,0661 0,758	1,64—1,51 1,58	1,00—2,40 1,70
Диапазон	1,14	0,94	0,87	1,03	1,08	0,77	1,09	2,4

проведение для ее получения дополнительных исследований.

Рационализация эксперимента иногда достигается ценой всего лишь наблюдения. Так, в [16] приведены математическое описание динамики синхронного электропривода и численные значения входящих в уравнения параметров синхронной машины в относительных единицах. Воспроизведем здесь таблицу этих параметров (табл. 1) и укажем, что взяты они для серийных двигателей в диапазоне мощностей 55—400 кВт, причем числа в таблице приведены в порядке возрастания мощности, а в знаменателе стоит среднее значение. В дополнительную строку таблицы введен диапазон изменения того или иного параметра.

Легко заметить, что все индуктивные сопротивления имеют тенденцию увеличения, а активные — уменьшения с ростом мощности двигателей, а степень их изменения почти одинакова. Осуществим переход к соотношениям параметров: $x_\sigma = x_\sigma / x_{aq}$; $x_{\sigma d} = x_{\sigma d} / x_{\sigma q}$; $x_{\sigma q} = x_{\sigma q} / x_{\sigma f}$; $x_{\sigma f} = x_{\sigma f} / x_{ad}$; $x_{aq} = x_{aq} / x_{\sigma f}$; $q_f = r_f / r_{\sigma d}$; $q_{\sigma d} = r_{\sigma d} / r_a$; $q_{\sigma q} = r_{\sigma q} / r_{\sigma d}$, значения и диапазоны изменения которых сведены в табл. 2.

Соотношением параметров достигается существенное сужение диапазонов, так что часть факторов может быть принята в ряде задач фиксированными. Например, если в результате предварительного исследования установлена незначительность влияния на целевую функцию изменения факторов на $\pm 8\%$, то вместо первоначальных десяти параметров (табл. 1) могут быть оставлены три: q_f , $q_{\sigma q}$ и безразмерный комплекс вида $x_{ad} = \Omega_6 L_{ad} / R_a$, где Ω_6 — базисная круговая частота.

2. При решении с привлечением теории подобия локальных задач исследования отдельно взятых сторон какого-либо объекта формирование безразмерных комплексов не должно нарушать замкнутости математического описания этого объек-

та как целого. Для этого безразмерные комплексы локальных задач должны быть связаны друг с другом.

Например, в упоминавшемся ранее исследовании электромеханических модулей один из безразмерных комплексов был получен в виде $\pi_j = t U_m^2 / (F_{\Sigma} Q_{Cu})$ и включал время t амплитуду U_m напряжения фазной обмотки, электромагнитную силу F_{Σ} и удельное электрическое сопротивление Q_{Cu} обмоточного провода. Этот комплекс можно привести к другому виду

$$\pi'_j = \left(\frac{U_m \omega}{4 Q_{Cu} l_{Cu} / \pi a_{Cu}^2} : \frac{B_r b_m}{Q_m} \right) = \frac{I_m \omega}{F'_c},$$

отвечающему указанному требованию «сквозного» характера безразмерных комплексов. Здесь $(I_m \omega)$ и F'_c — соответственно амплитуда м. д. с. фазы и коэрцитивная м. д. с. постоянного магнита возбуждения; l_{Cu} — длина обмоточного провода. Это соотношение в числе других определяет согласно [5] и динамические свойства ЭММ вращательного движения. В отличие от первоначального π_j преобразованный безразмерный комплекс приобретает к тому же очевидный физический смысл.

В наиболее сложных задачах целесообразно начинать составление безразмерных комплексов на уровне энергий и мощностей, переходя далее к менее общим параметрам и переменным. Эффективность сочетания энергетического подхода с теорией подобия для исследования объектов и физических явлений, суть которых представляется нам только в самом общем виде, показывает исследование [17]. Решая важную экономическую проблему увеличения долговечности шпульт для намотки проволоки, получаемой с волочильного стана, автор обратился к изучению влияния натяжения проволоки, обеспечиваемого электроприводом, на процесс деформации шпульт. Обобщение результатов испытаний макета электропривода намоточных аппаратов и ряда реальных

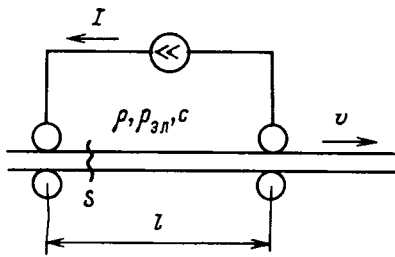


Рис. 3. Устройство контактного нагрева жилы кабеля

устройств было проведено на основе теории подобия и найден критерий подобия

$$A = \frac{\Delta H_{\max} F_{\text{нач}}}{W_{\text{уп}}} = (2,3 \div 7,0) \cdot 10^{-5},$$

связывающий упругий прогиб ΔH_{\max} фланцев геометрически подобных шпиль с начальным натяжением $F_{\text{нач}}$ и энергией $W_{\text{уп}}$ упругого растяжения проволоки. Этот универсальный критерий позволил весьма просто установить рациональные законы изменения натяжения проволоки при намотке.

3. Применяя теорию подобия и стремясь к универсальности получаемых безразмерных комплексов, важно правильно выбрать базисы для переменных, позаботиться, в частности, об их сохранении при изменении уровня допущений. Так, в приведенных выше уравнениях электропривода постоянного тока из [7] в качестве базиса времени взята электромагнитная постоянная времени $T_{\text{я}}$. Это оправдано для задач, которые решает автор, вместе с тем, если возникнут задачи, в которых $T_{\text{я}}$ можно пренебречь, безразмерное время $t/T_{\text{я}}$ теряет смысл, и требуется замена базиса. По-видимому, лучшим базисом времени при исследовании динамики обычного электропривода постоянного тока будет электромеханическая постоянная $T_{\text{м}}$, тогда для указанных ранее условий

$$l = i + \delta \frac{di}{d\tau} + \omega_*,$$

$$i = \frac{d\omega_*}{d\tau}.$$

4. Особенно эффективными методы теории подобия (анализа размерностей) оказываются в электромеханических задачах, когда исследуются во взаимосвязи одновременно протекающие разнородные процессы — механические, электрические, тепловые и т. д. Здесь при переходе к безразмерным комплексам удается в соответствии с π -теоремой в наибольшей мере сократить первоначальное число связанных переменных, параметров, констант и относительно просто получить емкие содержательные модели, удобные для практического использования.

Покажем это на следующем примере. Пусть необходимо найти зависимость температуры пе-

регрева τ движущейся жилы кабеля при контактно-нагреве (рис. 3) от скорости v , тока I , базовой длины l , сечения s , параметров материала — плотности ρ , удельного сопротивления $\rho_{\text{эл}}$, удельной теплоемкости c , т. е.

$$\tau = f(v, I, l, s, \rho, \rho_{\text{эл}}, c).$$

Представив искомую зависимость в соответствии с обычной процедурой анализа размерностей [8] в виде

$$\tau = A v^{a_1} I^{a_2} l^{a_3} s^{a_4} \rho^{a_5} \rho_{\text{эл}}^{a_6} c^{a_7}$$

и перейдя к размерностям, будем иметь

$$T = (L\theta^{-1})^{a_1} I^{a_2} L^{a_3} (L^2)^{a_4} (ML^{-3})^{a_5} (L^3 M\theta^{-3} I^{-2})^{a_6} \times \\ \times (L^2 \theta^{-2} T^{-1})^{a_7},$$

где T , L , θ , I , M — размерности соответственно температуры, длины, времени, тока и массы.

Выразив восемь исходных переменных, параметров и констант через пять основных размерностей, получим в итоге три связанные безразмерные комплекса.

Для каждой из размерностей запишем уравнения, связывающие показатели степени a_1 — a_7 :

$$\text{для } T \quad 1 = -a_7;$$

$$L \quad 0 = a_1 + a_3 + 2a_4 - 3a_5 + 3a_6 + 2a_7;$$

$$\theta \quad 0 = -a_1 - 3a_6 - 2a_7;$$

$$I \quad 0 = a_2 - 2a_6;$$

$$M \quad 0 = a_5 + a_6.$$

Из первого уравнения получаем $a_7 = -1$, а для остальных шести показателей степени имеем четыре уравнения, т. е. три итоговых безразмерных комплекса могут быть получены в $C_6^2 = \frac{6!}{2!4!} = 15$ различных варинатах [3]. Например, выразив все a_j через a_4 и a_6 , получим

$$\frac{\tau c}{v^2} = A \left(\frac{l^2 \rho_{\text{эл}}}{v^3 l^3 \rho} \right)^{a_6} \left(\frac{s}{l^2} \right)^{a_4},$$

т. е. $\pi = f(\pi_1, \pi_2)$.

Мы специально привели здесь аналитическую процедуру получения критериальных моделей в конкретной реализации, чтобы показать ее простоту и доступность, а также подчеркнуть возможность вывода безразмерных комплексов в случаях отсутствия математического описания рассматриваемого физического явления или объекта. Для построения безразмерных комплексов сложных систем, характеризующихся значительным количеством переменных и параметров, целесообразно воспользоваться вычислительной техникой, поскольку аналитическая процедура приспособлена к алгоритмизации. Методологической основой при этом служат дополнительные положения о подобии сложных систем, о подобии систем с нелинейными или переменными параметрами [3]. Подчеркнем, что полученные в итоге критериальные зависимости (состав критериев выбирается исследователем), конкретизированные, например, посредством эксперимента, служат надежной и удобной основой как для проекти-

рования, в том числе автоматизированного, так и для построения управляющих систем.

Появившиеся в последние годы новые технические средства для создания и изучения сложных систем автоматического управления технологическими процессами, основу которых, в частности, образуют электроприводы, естественно сместили внимание многих специалистов в область вычислительной и микропроцессорной техники. Однако по мере освоения богатейших возможностей этого нового инструмента широким кругом инженеров будет резко возрастать значение детального и глубокого изучения физических явлений в создаваемом объекте и построения компактных, содержательных и удобных моделей его функционирования. В этом объективном процессе перехода на новый более высокий уровень решения инженерных задач в области электро-механики методы теории подобия, несомненно, будут играть полезную и существенную роль.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Седов Л. И. Методы подобия и размерности в механике, изд. 9-е переработанное. — М.: Наука, 1981.
2. Гухман А. А. Введение в теорию подобия. — М.: Высшая школа, 1973.
3. Веников В. А., Веников Г. В. Теория подобия и моделирования. — М.: Высшая школа, 1984.
4. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. — М.: Энергия, 1969.
5. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Б. А. Ивоботенко, В. П. Рубцов, Л. А. Садовский и др. Ред. М. Г. Чиликин. — М.: Энергия, 1971.
6. Ключев В. И. Теория электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
7. Петров Ю. П. Расчет переходных процессов электродвигателей постоянного тока с помощью универсальных диаграмм в критериях подобия. — М.— Л.: Госэнергоиздат, 1963.
8. Ильинский Н. Ф. Элементы теории эксперимента. — М.: МЭИ, 1983, изд. 2-е перераб. и доп.
9. Козаченко В. Ф. Разработка и исследование автономного электропривода для систем вспомогательного кровообращения с контрпульсацией. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М., 1978.
10. Соломахин Д. В., Попов М. А. Синтез электромеханических модулей многокоординатного шагового электропривода. — Электричество, 1985, № 10.
11. Ильинский Н. Ф., Ипатенко В. Н. Тепловые модели электродвигателей в неоминимальных циклических режимах. — Электричество, 1984, № 7.
12. Минаков А. А. Разработка алгоритмов выбора двигателей в электроприводах со стохастической нагрузкой. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М., 1987.
13. Хромых И. Е. Разработка общепромышленных электроприводов с вентильно-емкостными преобразователями. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М.: 1985.
14. Перепичаенко Е. К. Исследование динамики регулируемых электроприводов с упругими связями и разработка инженерной методики их анализа и синтеза. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М., 1981.
15. Сыромятников С. Ю. Методика критериального планирования экспериментов (применительно к исследованию систем электроэнергетики и их элементов). Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М.: 1982.
16. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В. А. Елисеева, А. В. Шинянского. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
17. Барсуков В. Ф. Анализ технологических и энергетических режимов намоточных аппаратов волочильных станов и разработка электропривода, повышающего эффективность и качество процесса намотки. — Автореф. дис. на соиск. учен. степени к-та техн. наук. — М.: 1983.

[25.06.87]

УДК 621.311.1.076.12

Оптимизация входных реактивных мощностей подстанций энергосистем

КОВАЛЕВ И. Н., РЕПЬЕВ В. Г., САМСОНОВА Е. Ю., ТЕРЕНИН М. И.

Ростов-на-Дону

Распределение компенсирующих устройств (КУ) между укрупненными потребителями электроэнергии — подстанциями 110—35 кВ районных энергосистем (РЭС) — обычно производится исходя из минимума приведенных затрат или минимума потерь активной мощности и электроэнергии (при ресурсных ограничениях на силовые конденсаторы). Однако для энергосистем с местными дефицитами реактивной мощности основным критерием оптимальности может явиться максимально возможное выравнивание модулей напряжения в часы наибольших нагрузок РЭС, т. е. минимизация соответствующего среднеквадратичного от-

клонения $\min \sigma_U$ или в форме максимизации $\max U_{\min}$.

Анализ характерных РЭС с позиции данных критериев оптимальности показал, что распределение значений их входных реактивных мощностей (ВРМ) близко к хаотичному. Это подтверждается рис. 1, где приведены упорядоченные диаграммы удельных приростов мощностей $\sigma_{Q_i} = \partial \Delta P / \partial Q_i$ и модулей напряжений \bar{U}_i для одной из этих энергосистем. Диаграммы даны для двух случаев: 1 — существующие ВРМ при их сумме $Q_B = 895 \text{ МВ} \cdot \text{А}$; 2 — при соблюдении одного и того же $\tan \phi$ в узлах сети (пропорциональная ком-

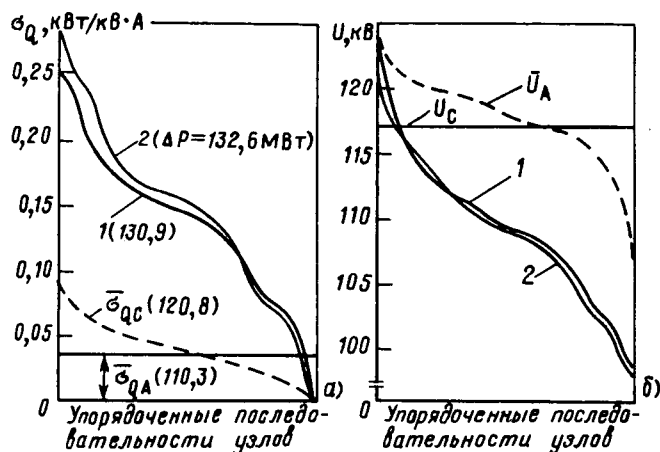


Рис. 1

пенсация) в таком же значении Q_B . Весьма большой разброс величин σ_{Qi} и U_i свидетельствует об исключительно больших скрытых резервах улучшения технико-экономических показателей РЭС и, как следствие, электрических систем в целом за счет только мер организационного характера. Эти резервы отчетливо видны на фоне двух оптимальных решений по перераспределению суммарной мощности $Q_B = 895 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ между узлами нагрузок РЭС. Вектор Q_A отвечает критерию минимальных потерь, при этом $\Delta P_A = 110,3 \text{ МВт}$ (рис. 1, а); потери при других вариантах решения указаны на рис. 1, а в мегаваттах. Одновременно уменьшился разброс напряжений в узлах, что отражено диаграммой \bar{U}_A на рис. 1, б. Вектор Q_C отвечает критерию оптимизации $\min \sigma_U = 0$, при этом $U_C = 117 \text{ кВ}$ и $\Delta P_C = 120,8 \text{ МВт}$. По более осторожной оценке, которую можно отнести к большинству энергосистем, за счет оптимизации можно снизить потери не менее чем на 10 % и повысить напряжение на самых удаленных подстанциях на 5—12 % [1].

Таким образом, практическое решение проблемы компенсации реактивной мощности потребителей (КРМ) в части извлечения максимального технико-экономического эффекта от оптимизации ВРМ находится по существу в самой начальной стадии.

Возникает ряд вопросов. Поскольку «перераспределение» КУ между подстанциями, как это было сделано выше расчетным путем (рис. 1), на практике нереально, как следует вести их дальнейшую установку с максимальной эффективностью? Какие виды неопределенности следует учитывать в первую очередь и как? Каким принципам должно отвечать математическое моделирование проблемы КРМ для РЭС напряжением 110—500 кВ? Возможные альтернативы в решении этих вопросов рассмотрены в настоящей статье.

Структура имитационной модели. В рассмат-

риваемой проблеме определяющим фактором установления принципов математического моделирования является неопределенность. Все пути ее преодоления связаны с организацией многовариантных расчетов. Поэтому в самом общем виде математическую модель следует представить в двухслойном виде. Первый слой — ее аналитическое ядро-оператор, представляющее функциональную зависимость «выхода» модели от «входа» на основе уравнения состояния сети; здесь можно использовать весь класс разработанных детерминированных однокритериальных оптимизационных моделей. Второй слой — многовариантные расчеты с помощью аналитического ядра по определенному сценарию, имитирующему многовариантность в части: а) критериев оптимизации; б) развития энергосистемы; в) технико-экономических показателей и др. Основное требование к аналитическому оператору — его ограниченная сложность ввиду необходимости иметь «быстрые» алгоритмы оптимизации. Рассмотрим возможный вариант построения такой имитационной модели, при котором максимально используется принцип эрготичности.

При обеспечении максимальной мобильности аналитического ядра целесообразно не предусматривать оптимизацию регулирующих устройств — трансформаторов связи и автотрансформаторов, вольтодобавочных трансформаторов. Соответствующие параметры могут быть получены в результате оптимизации планового режима на системообразующем уровне — уровне объединенной энергосистемы (ОЭС) напряжением 330—750 кВ. Ясно, что после проведения расчетов КРМ в каждой из входящих сюда РЭС потребуются новая оптимизация на уровне ОЭС, поскольку следует ожидать существенного изменения значений (и даже направления) потоков реактивной мощности. Этот пересчет может быть совмещен со следующей плановой оптимизацией ОЭС, учитывая объективно медленный темп наращивания КУ потребителей (ограниченность ресурсов, подача заявок, поставка КУ и т. д.). После нескольких таких взаимных корректировок следует ожидать стабилизации процесса «взаимодействия» регулирующих устройств и КУ потребителей. Таким образом, три общепринятых сетевых уровня электрических систем — ОЭС, РЭС и распределительные подсистемы — предполагают и три взаимодействующих уровня ЭВМ. Но если два нижних уровня достаточно изучены и их взаимодействие составляет основу ныне действующего организационного механизма по выбору КУ потребителей [2], то наиболее рациональную форму информационного взаимодействия уровней ОЭС и РЭС при проведении расчетов на ЭВМ предстоит искать. Полностью локализовать расчеты в пределах каждого сетевого уровня не удастся и при комплексной оптимизации РЭС, когда наряду с выбором КУ определяются оптимальные

коэффициенты трансформации. Хотя не исключено, что в последнем случае указанная стабилизация наступит быстрее.

Цель узкой специализации аналитического ядра в данном подходе — добиться рационального использования ЭВМ (повышение быстродействия программ и уменьшение оперативной памяти), что открывает широкие возможности в части многовариантных расчетов. Речь, как уже говорилось, идет об устранении неопределенностей различного вида. Можно дать, например, такую их классификацию:

- неопределенность целей оптимизации;
- неопределенность исходных данных в каждом из возможных вариантов развития энергосистемы;
- неопределенность в развитии энергосистемы;
- технологическая неопределенность, связанная с такими трудно формализуемыми факторами, как организационные сложности, повышенные сложности монтажа и эксплуатации КУ на некоторых подстанциях и в некоторых районах энергосистемы, ограниченность трудовых ресурсов и т. д.

Второй и третий вид неопределенностей уже рассматривался [2,3], и имеются вполне четкие рекомендации и методики расчета. Менее изучены два других вида, они и рассмотрены ниже. При этом необходимо учитывать следующее. Постоянное развитие энергосистем делает процесс принятия решений по выбору КУ потребителей непрерывным в условиях постоянного притока новой информации, что свойственно открытым человеко-машинным автоматизированным системам. Наличие неопределенностей и трудно формализуемых факторов предопределяет привлечение человека к процессу принятия решений, в частности, к экспертным процедурам. Роль прикладной математики здесь заключается в небольшой мере в обработке экспертного материала и в существенно большей — в изучении тех свойств системы (в нашем случае электроэнергетической), которые бы максимально облегчили понимание процесса оптимизации и основных его закономерностей и свели бы к минимуму элемент субъективизма.

Многокритериальная оптимизация. Проблема КРМ многокритериальна по своей физической сути. Помимо снижения потерь мощности и напряжения в ряде случаев следует учитывать возможность снижения капиталовложений (проектирование промышленных сетей) или повышения пропускной способности сети. Однако применительно к РЭС и к выбору КУ потребителей следует, по-видимому, ограничиться рассмотренными выше двумя критериями оптимальности. При этом по второму из них нужно дать некоторые пояснения. Во-первых, фактор «напряжения» приобретает все больший вес в связи с продолжающейся централизацией генерирования активной мощности и с относительным «удлинением»

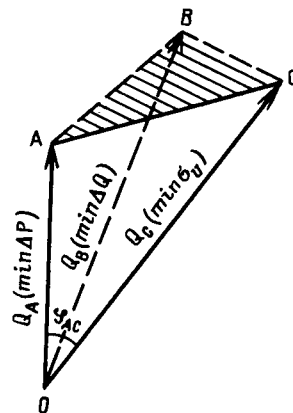


Рис. 2

сети по этой причине. Явление местных дефицитов реактивной мощности обостряется, и по данным [4] не менее 25 % всех подстанций 110 кВ центральной зоны ЕЭС имеют напряжение в часы максимума нагрузок не более 105 кВ. Во-вторых, в отличие от общепринятой задачи КРМ, относящейся к системным источникам реактивной мощности (СИРМ), сейчас речь идет о разукрупненных КУ, устанавливаемых в сотнях узлов энергосистемы, когда создаются условия для «тонкого» управления напряжением в различных частях РЭС в максимальном режиме. Выбор СИРМ служит целям форсированного изменения режима напряжения. Целенаправленная же стратегия выбора КУ потребителей по критерию $\min \sigma_U$ является профилактической мерой устранения местных дефицитов реактивной мощности. При этом открываются широкие возможности в части уменьшения разброса напряжения и повышения его среднего уровня (рис. 1).

Пусть, как и раньше, критерию $\min \Delta P$ отвечает вектор входных реактивных мощностей Q_A , а критерию $\min \sigma_U$ вектор Q_C . Учитывая большую неоднородность сетей 110—500 кВ, эти два решения существенно не совпадают. Это отражено на рис. 2 (для уже рассмотренной энергосистемы), где использована квадратичная метрика. Плоскость треугольника OAC совмещена с плоскостью рисунка. Здесь же показан вектор — решение Q_B , обеспечивающий $\min \Delta Q$, что, как показали расчетные эксперименты, дает по потерям ΔP и разбросу напряжения промежуточные результаты по сравнению с решениями Q_A и Q_C . Решение Q_B может быть получено с помощью той же программы, что и решение Q_A (см. ниже), в этом и заключается его практическая значимость.

Процедуру поиска вектора Q_A представим как определение изменений реактивных мощностей δQ_A узлов по сравнению с исходным вектором Q_0 по заданным изменениям удельных приростов $\delta \sigma_Q$:

$$\delta Q_A = \Psi_A(\delta \sigma_Q). \quad (1)$$

Поиск вектора Q_C ведется аналогично по заданным изменениям модулей напряжения δU в узлах относительно некоторого исходного вектора U_0 :

$$\delta Q_C = \Psi_C(\delta U). \quad (2)$$

Операторы Ψ_A и Ψ_C имеют хорошо разработанную математическую базу в виде целого класса асимптотических моделей. Наиболее точная модель оператора (1) предназначена для оптимизации ОЭС в реальном времени и чаще всего основывается на различных модификациях метода Ньютона. В подобных АСУ оператор вида (2) используется для ввода режима в допустимую область существования по напряжению и строится на основе теории чувствительности, линейной аппроксимации нелинейных систем и итеративного счета. В рассматриваемой проектной проблеме допустима меньшая точность расчетов, но фактор скорости счета играет такую же определяющую роль. Наряду со сказанным выше это предопределило необходимость разработки специальных программ с максимальной унификацией вычислительных процедур.

Сведем оптимизацию выбора КУ по трем критериям (два основных и один вспомогательный) только к операции максимизации посредством следующих относительных единиц, приведенных к интервалу изменения $[0, 1]$:

$$\delta \Delta P^* = \frac{\Delta P_0 - \Delta P}{\Delta P_0 - \min \Delta P}; \quad \delta \Delta Q^* = \frac{\Delta Q_0 - \Delta Q}{\Delta Q_0 - \min \Delta Q};$$

$$\delta U^* = \frac{U_{\min} - \min U_{\min}}{\max U_{\min} - \min U_{\min}}. \quad (3)$$

Здесь ΔP , ΔQ и U_{\min} — текущие значения показателей режима; ΔP_0 , ΔQ_0 и $\min U_{\min}$ — показатели исходного режима сети, относительно которого ведется оптимизация; $\min \Delta P$, $\min \Delta Q$ и $\max U_{\min}$ — оптимальные показатели при однокритериальных оптимизациях.

Для рассматриваемой энергосистемы в качестве исходного был принят режим пропорциональной КРМ, который, как это видно из рис. 1, мало отличается от текущих состояний энергосистем. Техничко-экономический эффект оптимизации в виде дополнительного снижения потерь $\max \delta \Delta P = \Delta P_0 - \min \Delta P$ составил около 20 %, потери ΔQ снизились при решении Q_B на одну треть, наименьшее напряжение повысилось на 17 %.

Конкурирующий эффект между критериями (3) иллюстрируется данными таблицы (см. также рис. 1).

Каждый из трех вариантов рассмотренного решения определен по предпочтению какому-то одному показателю из трех. Однако разукрупненные мощности КУ потребителей позволяют останавливаться на любых промежуточных решениях. Имея это в виду и основываясь на некоторых свойствах сети в части ее реакции на изменения реактивной нагрузки [5], в [6] было сформулировано положение, согласно которому отрезок гиперпрямой, соединяющий концы векторов Q_A и Q_C , принадлежит области Парето по соответствующим критериям оптимизации. Расчетные эксперименты позволили расширить это положение и отнести к области Парето весь гипертреугольник ABC (рис. 2). Вопрос «вторжения» в данную область и поиска здесь единственного и эффективного решения как линейной комбинации трех опорных векторов Q_A , Q_B и Q_C — особый и, надо думать, не столь актуальный. Нужно заметить, однако, что гладкий характер изменения показателей (3) в области Парето [1], а также принятая система относительных единиц в оценке каждого критерия способствуют применению здесь метода Веллмана—Заде [7]. Реально сейчас речь должна идти о наиболее целесообразном подборе для каждой РЭС «своего» критерия эффективности из трех рассмотренных по отношению к новым устанавливаемым КУ. На рис. 3 показаны соответствующие многоэтапные процессы одностороннего выравнивания приростов σ_{Q_i} и повышения напряжения в наиболее удаленных от СИРМ узлах сети, что отвечает соответственно критерию $\min \Delta P$, т. е. наиболее быстрой окупаемости капиталовложений, и минимуму дополнительных капиталовложений. Первый случай более подробно рассмотрен в [8]. Штриховкой на рис. 3, б показана область действия статических характеристик реактивных нагрузок, когда мощности устанавливаемых КУ не только компенсируют реактивные нагрузки сети, но и покрывают их возрастающие значения из-за роста напряжения.

Учет плохо формализуемых факторов. На практике на целом ряде подстанций РЭС отказываются от установок КУ потребителей по причинам территориальной удаленности, отсутствия

Оптимизационный технико-экономический эффект в энергосистеме за счет перераспределения реактивных нагрузок между узлами при следующих показателях в ее текущем состоянии: $\Delta P_0 = 130,9$ МВт, $\Delta Q_0 = 600,2$ МВ·А; разброс напряжений в узлах 123—98 кВ

Варианты решений	Потери		Диапазон разброса напряжений, кВ	$\delta \Delta P^*$	$\delta \Delta Q^*$	δU^*
	ΔP , МВт	ΔQ , МВ·А				
Q_A	110,3	457,2	122—108	1,00	0,79	0,53
Q_B	117,2	420,0	119—113	0,67	1,00	0,81
Q_C	120,8	473,6	0 при $U = 117$ кВ	0,49	0,69	1,00

обслуживающего персонала и т. д. Чаще всего так бывает на подстанциях сельскохозяйственных сетей, хотя здесь эффект КРМ наибольший. Важно уметь оценивать тот ущерб, который обязательно возникает в энергосистеме от неучастия тех или иных узлов сети в процессе оптимизации. Сопоставление его с получаемыми преимуществами позволит объективно судить о допустимости указанных упрощений. Вектор-ущерб имеет, очевидно, те же компоненты, что и рассматриваемый выше вектор эффективности:

$$\delta Z = (c_0 \delta P, \lambda_U \delta U_{\min}), \quad (4)$$

где c_0 — стоимость потерь [2]; λ_U — некоторая «цена» повышения минимального напряжения в энергосистеме, назначаемая экспертным путем.

Например, ущерб δZ_f есть разница по критерияльным показателям для двух вариантов решения балансовой задачи — с участием и без участия узла f в оптимальном распределении балансовой величины по N узлам (в первом случае) сети:

$$\delta Z_f = Z_{N-1} - Z_N. \quad (5)$$

Возможен такой подход. В каждой РЭС известно то множество узлов, где размещение КУ сопряжено с существенными технологическими сложностями, т. е. потенциально пассивных узлов. Данное множество узлов можно экспертным путем агрегировать на k подмножеств, ранжировав их по степени убывания технологических сложностей. Теперь каждому такому f -му подмножеству «неблагоприятных» узлов надо противопоставить ущерб δZ_f , возникающий при отказе от установки здесь КУ. Если ущерб δZ_f предпочтительнее варианта с установкой КУ, что выясняется также экспертным путем, обозначаем это $\delta Z_f > d_f$ и наоборот. В случае же безразличия имеем $\delta Z_f \approx d_f$.

Сложность вопроса в том, что вектор-ущерб δZ_f несепабелен относительно порядка исключения указанных групп узлов, особенно по потерям активной мощности. Решение несложно лишь в частном случае, когда проранжированным в порядке убывания технологических сложностей подмножествам узлов соответствует возрастание режимных ущербов (5). В такой ситуации нетрудно найти границу-безразличия: на всех предыдущих этапах проверки предпочтения узлы целесообразно переводить в пассивные, все остальные сомнительные узлы остаются в группе активных.

Для общего случая можно предположить следующую методику выбора, отвечающую принципу гарантированного результата. Для каждого f -го подмножества потенциально пассивных узлов определяются минимальный и максимальный ущербы $\min \delta Z_f$ и $\max \delta Z_f$, которые возникают в сети при исключении данной группы узлов в первую и последнюю очередь, что потребует $4k$ оптимизационных расчетов. Те подгруппы узлов,

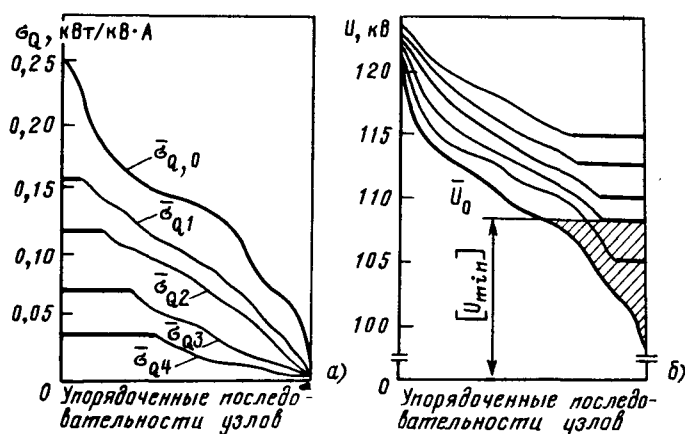


Рис. 3

для которых окажется $\max \delta Z_f > d_f$, следует перевести в заведомо пассивные. Подгруппы же с предпочтением $\min \delta Z_f < d_f$ становятся заведомо активными. Остальные узлы находятся в зоне безразличия, и решения по ним следует принимать возможно позже и с привлечением дополнительных факторов.

Вначале для каждой РЭС нужно определить как главный критерий оптимальности при расчетах ВРМ, так и ее пассивные узлы. Это потребует нескольких десятков пересчетов. После этого на достаточно длительное время появляется однозначность в этих вопросах, вплоть до существенных изменений в структуре энергосистемы — появления новых и мощных СИРМ, новых межсистемных связей, новых крупных потребителей и т. д. Эти новые ситуации будут требовать новых пересчетов.

Ниже рассмотрена алгоритмическая реализация операторов (1) и (2) с помощью подпрограмм PROCOM-3 и 4, взаимодействующих в составе программно-методического комплекса КРМ-РИИЖТ, предназначенного для оптимизации двухслойной имитационной модели КРМ.

Алгоритмы оптимизации. Рассмотрим РЭС со множеством узлов M , состоящим из трех подмножеств: промежуточные узлы, не имеющие регулируемых источников реактивной мощности; генераторные узлы, к которым подключены СИРМ; нагрузочные узлы, узлы с варьруемой реактивной мощностью на шинах 6, 10, 25 и 35 кВ (последняя может быть приложена за некоторым сопротивлением, эквивалентирующим соответствующую распределительную сеть). Балансирующий узел (БУ) имеет нулевой номер. Разбивая все узлы на конечные (генераторные и нагрузочные) и промежуточные, получаем следующую блочную матрицу узловых проводимостей:

$$Y = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} - j \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Унификация вычислительного процесса на основных трех расчетных этапах (расчет потоков распределения, определение удельных приростов потерь, определение генерируемых реактивных мощностей согласно заданным критериям оптимизации) достигается использованием практически единого массива коэффициентов при различного рода неизвестных — матрицы [6], преобразованной в самом начале по методу Гаусса в треугольную \underline{Y}_3 .

Известный линейаризованный вид состояния сети может быть записан в форме для итеративного расчета [9]:

$$\underline{Y}\dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)} = [\dot{\underline{U}}^{(k-1)}]^{-1} \dot{\underline{S}} - \Delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)} [\dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k-1)}]^{-1} \dot{\underline{I}}^{k-1} = \\ = \dot{\underline{I}}^{k-1} - \Delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)} \underline{Y}_n^{(k-1)}, \quad (7)$$

где $\underline{Y}_n^{(k-1)}$ — матрица-столбец некоторых проводимостей на землю; $\Delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)}$ — вектор-столбец поправок напряжений в узлах к вектору $\dot{\underline{U}}^{(k-1)}$ (или к вектору $\dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k-1)}$); индекс «д» обозначает диагональную матрицу, звездочка над буквой — сопряженное комплексное число.

Сущность подхода — в методике уточнения напряжений и нагрузок узлов на каждом шаге обратного хода алгоритма Гаусса. Можно показать, что решение уравнения (7) для i -го узла есть сумма членов бесконечно убывающей геометрической прогрессии, и его можно найти без организации внутренних итеративных циклов по формуле

$$\dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)} = \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k-1)} + \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)} = \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{k-1} + \frac{\Delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k-1)} - \Delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k-1)} \underline{Y}_{n, \Delta}^{(k-1)} / \underline{y}_{ii \Delta}}{1 - |\underline{Y}_{n, \Delta}^{(k-1)}|^2 / |\underline{y}_{ii \Delta}|^2} \quad (8)$$

Определив по формуле (8) величину $\dot{\underline{U}}_{\Delta}^{(k)}$, переходим в процессе обратного хода Гаусса к предыдущему по исключению узлу. Закончив обратный ход, имеем существенно улучшенные поправки к исходным напряжениям по сравнению с результатом обычного обратного хода Гаусса. Затем прямой и указанным образом усовершенствованный обратный ход решения системы линейных уравнений повторяются до требуемой сходимости.

Таким образом, в рассмотренном подходе метод Ньютона используется «локально» по отношению к напряжению лишь одного очередного узла при «развертывании» сети на обратном ходе. Для сложной сети требуется большее число циклов Гаусса по сравнению с методом Ньютона, но время счета по одному циклу существенно меньше, поскольку не пересчитываются коэффициенты при неизвестных и не нужно определять небалансы мощностей по узлам.

Рассмотренный алгоритм применяется и на последующих расчетных этапах, поскольку соответствующие расчетные уравнения сводятся к виду (7) с практически той же матрицей коэффициентов \underline{Y}_3 . Так, на основе [10] в [11] получено урав-

нение

$$\underline{Y}\dot{\underline{U}}_{\Delta} \dot{\sigma} = 2G\dot{\underline{U}}_{\Delta} - \dot{\sigma}_{\Delta} \dot{\underline{Y}} \dot{\underline{U}}_{\Delta} \quad (9)$$

для определения удельных приростов потерь:

$$\dot{\sigma} = \sigma_P + j\sigma_Q = \frac{\partial \Delta P}{\partial P} + j \frac{\partial \Delta P}{\partial Q}.$$

В уравнении (9) $\dot{\underline{U}}$ — вектор-столбец напряжений в узлах.

Если заменить в (9) матрицу G на $-B$, то определяются удельные приросты:

$$\dot{\gamma} = \gamma_P + j\gamma_Q = \frac{\partial \Delta Q}{\partial P} + j \frac{\partial \Delta Q}{\partial Q}. \quad (10)$$

Простота определения последних послужила основанием для введения фиктивного критерия оптимизации, $\min \Delta Q$, существенно приближающего промежуточное решение Q_A к решению Q_C без каких-либо изменений в подпрограмме PROCOM-3.

Рассмотрим теперь этап оптимизации реактивных мощностей по критериям $\min Z$ или $\min \Delta P$. Предполагая, что в процессе оптимизации σ_P не меняется, запишем систему уравнений (9) для искомого оптимального решения через соответствующие приращения переменных:

$$\underline{Y}(\dot{\underline{U}}_{\Delta} + \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta})(\dot{\sigma} + j\delta \sigma_Q) = 2G(\dot{\underline{U}}_{\Delta} + \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}) - \\ - (\dot{\sigma}_{\Delta} + j\delta \sigma_{Q\Delta}) \dot{\underline{Y}}(\dot{\underline{U}}_{\Delta} + \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}). \quad (11)$$

Вычитая из (11) уравнение (9) и отбрасывая члены относительно малого порядка, получим следующее линейаризованное (в весьма большой окрестности!) уравнение относительно изменений переменных:

$$\underline{Y}\dot{\underline{U}}_{\Delta} j\delta \sigma_Q = 2G\delta \dot{\underline{U}}_{\Delta} + j\delta \sigma_{Q\Delta} \dot{\underline{Y}} \dot{\underline{U}}_{\Delta} = 2\delta \dot{\underline{I}}_G + j\delta \sigma_{Q\Delta} \dot{\underline{I}}. \quad (12)$$

Поскольку $2G = \underline{Y} + \dot{\underline{Y}}$, (12) можно представить в виде

$$\underline{Y}(\dot{\underline{U}}_{\Delta} j\delta \sigma_Q - \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}) = \delta \dot{\underline{I}} + j\delta \sigma_{Q\Delta} \dot{\underline{I}}, \quad (13)$$

который в определенной мере аналогичен (9). Введем еще несколько упрощений. Поскольку при оптимизации режима по реактивным мощностям активные составляющие токов меняются мало, примем $\delta \dot{\underline{I}}_1 = 0$. Изменения же токов в промежуточных узлах $\delta \dot{\underline{I}}_2 \approx 0$, поэтому имеем соотношение $\delta \dot{\underline{I}} = -\delta \dot{\underline{I}}$. С его учетом запишем (13) без второго слагаемого в правой части:

$$\underline{Y}(\dot{\underline{U}}_{\Delta} j\delta \sigma_Q - \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta}) = -\delta \dot{\underline{I}}. \quad (14)$$

Отсюда следует:

$$\dot{\underline{U}}_{\Delta} j\delta \sigma_Q - \delta \dot{\underline{U}}_{\Delta} = -\delta \dot{\underline{U}}; \quad (15)$$

$$2j\delta \underline{U}' = \underline{U}'_{\Delta} j\delta \sigma_Q. \quad (16)$$

Используя соотношение (16) и допущение $\delta \dot{\underline{I}} = -\delta \dot{\underline{I}}$, представим (13) в виде

$$\underline{Y}\delta \dot{\underline{U}} = \delta \dot{\underline{I}} - j\delta \sigma_{Q\Delta} \dot{\underline{I}}. \quad (17)$$

Расчетные эксперименты показали, что неучет

второго слагаемого в правой части (17) существенного влияния на решение не оказывает. На этом основании уравнение (17) перепишем в блочном виде, соответствующем конечным активным и промежуточным узлам (пассивные конечные узлы, т. е. узлы с фиксированными реактивными мощностями, переводятся в разряд промежуточных), учтя при этом принятые выше допущения в отношении изменения составляющих узловых токов:

$$\begin{pmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta \dot{U}_1 \\ \delta \dot{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\delta I_1' \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Полученная система уравнений (18) аналогична уравнениям узловых напряжений установившегося режима. Но здесь иной состав зависимых и независимых переменных. Для активных конечных узлов известны необходимые изменения приростов $\delta \sigma_{Q1}$, которые и определяют изменения поперечных составляющих напряжений в соответствии с (16). Эта группа узлов имеет два вида неизвестных: $\delta U_1'$ и $\delta I_1'$. Для промежуточных же узлов искомым является вектор $\delta \dot{U}_2$. Поэтому решение системы (18) предполагает предварительное преобразование исходной сети в полный многоугольник с диагоналями путем исключения второй группы узлов. Но это приводит к существенному увеличению времени счета и объема используемой оперативной памяти. Нарушается при этом и стройность алгоритма, использованного на двух предыдущих этапах. Преодолеть это затруднение можно эмпирическим путем, введя для каждого узла индивидуальный коэффициент k_i , определяющий соотношение между продольными $\delta U_i'$ и поперечными $\delta U_i''$ составляющими изменения напряжения:

$$\delta U_i' = k_i \delta U_i'' = \frac{k_i}{2(1 - k_2 \sigma_{Q1})} U_i' \delta \sigma_{Q1}. \quad (19)$$

Многочисленные эксперименты подтвердили возможность такого подхода и показали, что достаточно хорошие результаты дают значения $k_1=2$ и $k_2=5$. Следует признать, что характер и всех ранее принятых допущений предопределил эмпирический подход к решению, когда критерием истинности становятся лишь результаты надлежащим образом организованных расчетных экспериментов.

В итоге оптимизация по критериям $\min Z$ или $\min \Delta P$ ведется в следующей последовательности.

1. Согласно (19) рассчитываются значения $\delta U_i'$ для всех конечных узлов (первая группа).

2. Из второй подсистемы уравнений (18) определяются зависимые приращения $\delta \dot{U}_2$; соответствующее расчетное уравнение имеет вид

$$\underline{Y}_{21} \delta \dot{U}_1 + \underline{Y}_{22} \delta \dot{U}_2 = 0 \quad (20)$$

или, после переноса неизвестных слагаемых в правую часть,

$$\underline{Y}_{22} \delta \dot{U}_2 = -\underline{Y}_{21} \delta \dot{U}_1. \quad (21)$$

3. По найденным в п. 1 приращениям $\delta \dot{U}_1$ и по полученным в результате решения системы уравнений (21) значениям $\delta \dot{U}_2$ можно найти изменения токов $\delta I_i''$ для конечных узлов. Из верхней подсистемы (18) имеем:

$$j\delta I_1' = \underline{Y}_{11} \delta \dot{U}_1 + \underline{Y}_{12} \delta \dot{U}_2. \quad (22)$$

После этого определяются поправки к реактивным мощностям:

$$\delta Q_{1i} = -U_{1i} j\delta I_i''. \quad (23)$$

Затем вновь рассчитывается установившийся режим, измененные удельные приросты потерь и т. д. до нужной сходимости.

Матрица коэффициентов \underline{Y}_{22} уравнения (21) будет отличаться от матрицы \underline{Y}_{22} , получаемой в результате исключения узлов первой группы по методу Гаусса еще при расчете потокораспределения, своими диагональными элементами. Поэтому будут различаться и элементы треугольных матриц \underline{Y}_{22} и $\underline{\tilde{Y}}_{22}$. Это вынуждает хранить в оперативной памяти ЭВМ численные значения обеих треугольных матриц и одну общую логическую шкалу преобразования сети.

Рассмотрим теперь алгоритмическую реализацию оператора (2). Искомую зависимость в приближенном виде можно получить на основе уравнения состояния сети в форме узловых напряжений, придавая приращения соответствующим переменным:

$$\underline{Y} \delta \dot{U} = j\dot{U}_d^{-1} \delta Q, \quad (24)$$

откуда

$$\delta Q = -j\dot{U}_d^* \underline{Y} \delta \dot{U}, \quad (25)$$

что, однако, не дает прямого решения, поскольку в (2) участвуют модули узловых напряжений. Но учитывая, что на шинах 6, 10, 25 и 35 кВ подстанций фазовые сдвиги относительно невелики, можно принять

$$|\delta U| \approx \delta U'. \quad (26)$$

Тогда (25) можно представить в следующем расчетном виде:

$$\delta Q \approx \operatorname{Re}(-j\dot{U}_d^* \underline{Y} \delta \dot{U}). \quad (27)$$

Согласно принятой сетевой структуре формулу (27) представим аналогично (18):

$$\begin{pmatrix} \delta Q_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \operatorname{Re} \left[\begin{pmatrix} -j\dot{U}_d^* & 0 \\ 0 & -j\dot{U}_{2d}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta \dot{U}_1 \\ \delta \dot{U}_2 \end{pmatrix} \right]. \quad (28)$$

где $\delta \dot{U}_2$ — зависимые изменения напряжений в промежуточных узлах.

В итоге имеем следующую последовательность расчетов.

1. На основе некоторого исходного режима

формируется группа активных узлов (первая группа), для которых задаются желаемые изменения δU_1 модулей напряжений.

2. Из нижней подсистемы (28) определяется вектор $\delta \dot{U}_2$ зависимых изменений напряжения в промежуточных узлах и тем самым определяются необходимые изменения δU_1 в конечных ветвях сети.

3. Искомые поправки δQ_1 в первой группе узлов определяются из верхней подсистемы (28). Пусть узел i связан с k промежуточными узлами и с f другими активными узлами ветвями с проводимостями y_{ij} . Тогда для каждого такого активного узла искомая поправка определяется следующим образом:

$$\delta Q_{1i} = \operatorname{Re} \left[-j \dot{U}_{1i} \left\{ \sum_k y_{ik} (\delta U'_{1i} - \delta \dot{U}_{2i}) + \sum_f y_{if} (\delta U'_{1i} - \delta U'_{1f}) \right\} \right]. \quad (29)$$

После этого рассчитывается потокораспределение с учетом полученных поправок на реактивную мощность нагрузочных узлов и СИРМ. В результате определяются новые поправки к напряжениям \dot{U}_1 . Затем расчет повторяется и т. д. до требуемой сходимости.

Процедура определения зависимых переменных $\delta \dot{U}_2$ в п. 2 алгоритма практически ничем не отличается от аналогичной процедуры согласно уравнению (21). Массив треугольных матриц Y_{22} один и тот же. Однако само расчетное уравнение

$$Y_{22} \delta \dot{U}_2 = -Y_{21} \delta U'_1 \quad (30)$$

не связано с эмпирическим подходом (введение коэффициентов k_i , а затем и коэффициентов k_1 и k_2), который потребовался для составления (21), поскольку между продольными составляющими напряжения и реактивными нагрузками существует значительно более жесткая аналитическая связь, чем между нагрузками и поперечными составляющими напряжений. Поэтому расчет поправок δQ_{1i} , обеспечивающих нужные величины напряжений, требует всего несколько итераций. В первом же случае число итераций может достигать нескольких десятков.

В ряде случаев подпрограммы PROCOM-3 и 4 могут применяться и самостоятельно. Каждая из них рассчитана на объем сети 1000 узлов и 1500 ветвей; время счета на ЭВМ ЕС-1035 — не более 20 мин.

Выводы. 1. В связи с неоптимальным распределением КУ потребителей между подстанциями 110 кВ РЭС имеют в часы максимальных нагрузок дополнительные потери активной мощности примерно 2 % (от суммарной) и напряжения пример-

но 5—10 % (в удаленных районах). Ущерб может быть существенно уменьшен в ближайшие годы за счет рационального размещения вновь устанавливаемых КУ, даже при явно недостаточном их производстве.

2. Необходимо специализированное математическое и программное обеспечение для районных энергосистем 110—500 кВ.

3. Для энергосистем с местными дефицитами реактивной мощности размещение ограниченного ресурса компенсирующих устройств потребителей должно вестись по критерию максимального выравнивания модулей напряжения по подстанциям в часы наибольших нагрузок энергосистем.

4. Учет плохо формализуемых факторов в системных расчетах компенсации реактивной мощности может вестись посредством определенного снижения размерности решаемых задач, выявления соответствующих ущербов по режимным показателям сети и выявления предпочтений экспертов.

5. Алгоритмы быстрой оптимизации КРМ разработаны на базе матрицы узловых проводимостей сети, используемой в качестве массива коэффициентов при различных группах неизвестных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковалев И. Н. Оптимизация выбора компенсирующих устройств в электрических сетях. — Электричество, 1986, № 5.
2. Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Фадеев В. В. Оптимизация компенсации реактивных мощностей потребителей при проектировании сетей энергосистем. — Электрические станции, 1985, № 4.
4. Савалов С. А. Режимы единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Основы построения промышленных электрических сетей / Г. М. Каялов, А. Э. Каждан, И. Н. Ковалев, Э. Г. Куренный. — М.: Энергия, 1978.
6. Ковалев И. Н., Самсонова Е. Ю., Фадеев В. В. Организация системных расчетов компенсации реактивной мощности при планировании развития энергосистем. Современные проблемы энергетики: Тез. докл. IV Республик. науч.-техн. конф., Киев, 1985.
7. Беллман Р., Заде Л. Принятие решений в расплывчатых условиях. — В кн.: Вопросы анализа и процедуры принятия решений. М.: Мир, 1976.
8. Управление входными реактивными мощностями на шинах 6, 10, 35 кВ подстанций энергосистем / И. Н. Ковалев, В. Г. Репьев, Е. Ю. Самсонова, В. В. Фадеев. — Электрические станции, 1987, № 7.
9. Мельников Н. А. Электрические сети и системы. — М.: Энергия, 1975.
10. Лазебник А. И. Аналитический метод расчета производных от потерь мощности в электрической сети. — В кн.: Применение математических методов и вычислительных машин в энергетике. Кишинев: Изд-во АН Молд. ССР, 1968.
11. Самсонова Е. Ю. Расчет удельных приростов потерь по матрице узловых проводимостей сети. — Изв. вузов. Энергетика, 1986, № 3.

[25.11.86]

Оценка качества регулирования и методика настройки стабилизации АРВ генераторов

ЗЕККЕЛЬ А. С., канд. техн. наук

Ленинград

Современные энергообъединения характеризуются насыщенностью агрегатами большой мощности, оборудованными быстродействующими возбудителями с регуляторами возбуждения сильного действия (АРВ СД). Указанные устройства позволяют обеспечить высокий уровень статической устойчивости системы и эффективное демпфирование электромеханических колебаний. Однако именно насыщенность системы устройствами АРВ СД затрудняет строгое решение задачи оптимизации настройки их стабилизации с целью обеспечения устойчивости и высокого качества движения при малых возмущениях для всего многообразия схемно-режимных условий.

Оптимизация критерия качества в многопараметрическом пространстве настроечных коэффициентов связана с выполнением трудоемких расчетов, требующих большого объема информации о схеме и режимах системы. Сложность алгоритмов этих расчетов обусловлена неопределенным числом локальных экстремумов целевой функции. Кроме того, результаты расчетов и эффективность вычислительной процедуры определяющим образом зависят от выбора критерия качества, который должен правильно отражать особенности физической сущности процессов. Используемый критерий должен, помимо прочего, в полной мере учитывать свойство грубости системы, т. е. не должен предъявлять неоправданно высокие требования интенсивного подавления плохо управляемых с данной точки составляющих сложного взаимного движения агрегатов. Именно в этом смысле широко распространенный критерий качества — максимальное значение степени устойчивости (α_{\max}) — в условиях сложной энергосистемы оказывается, как правило, несостоятельным.

Настройки каналов стабилизации АРВ СД для агрегатов, работающих в различных схемно-режимных условиях, выбранные по этому критерию, существенно различаются между собой. При этом трудно заметить какую-либо закономерность, позволяющую высказать хотя бы ориентировочные априорные рекомендации по расположению оптимального настроечного соотношения в области колебательной устойчивости.

В то же время в практике эксплуатации электростанций настройки АРВ СД, выполненные опытным наладочным персоналом на основе действующих инструкций, обеспечивая вполне удовлетворительное качество регулирования, оказываются, как правило, достаточно близкими для агрегатов станций, работающих в самых различных условиях. Оценка качества при выполнении

натурных экспериментально-наладочных работ практически никак не формализована и выбор настройки осуществляется в основном путем визуального сопоставления качества изменения наблюдаемых режимных параметров после тестового воздействия. При подаче гармонического сигнала на дополнительный вход выходного сумматора АРВ снимают внешнюю частотную характеристику режимного параметра, и настройку каналов стабилизации выбирают по условию обеспечения минимальных значений амплитуд в области рабочих частот.

Коротко практические рекомендации сводятся к следующему: при фиксированной настройке каналов по отклонению напряжения и его производной ($k_U = 50 \frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{ед. ст. напр.}}$, $k'_U = 4 \div 7 \frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{ед. ст. напр./с}}$) следует увеличивать коэффициент k_{lf} усиления по производной режимного параметра стабилизации, т. е. частоте напряжения шин до величины, при которой начинается «чувствоваться» приближение высокочастотной («безопасной») границы области колебательной устойчивости, но обеспечивается хорошее демпфирование низкочастотных составляющих процесса. Коэффициент усиления по самому параметру стабилизации k_{of} по чисто визуальной оценке оказывает на характер процесса существенно меньшее влияние. Тем не менее в большинстве случаев может быть установлено его значение, при котором качество процесса наладчик полагает наилучшим. В случае, если достигнутая величина k_{lf} представляется недостаточной, можно несколько «отодвинуть» высокочастотную границу, что достигается увеличением k'_U и введением канала по производной тока ротора — гибкой отрицательной обратной связи.

Анализ настроечных соотношений, выбранных по данной методике для агрегатов многих станций, позволяет предположить наличие некоторой общей закономерности, приводящей к однозначной предпочтительности увеличения k_{lf} вплоть до высокочастотной границы. Указанное положение представляется справедливым (и в этом суть закономерности) в случае, когда в структуре стабилизации используется «оптимальный» параметр стабилизации, верно отражающий особенности демпфирования сложного взаимного движения агрегатов в объединении. Сигнал по производной этого режима параметра, проникая в ток возбуждения агрегата через систему инерционных звеньев, основное из которых грубо отвечает инерции главного магнитного потока машины, изменяет электромагнитный момент приблизительно пропор-

ционально изменению самого параметра. Иными словами, параметр стабилизации можно назвать оптимальным, если при допущении о безынерционном и пропорциональном ему изменении тока ротора (то есть при прямом управлении) по этому каналу может быть принят бесконечно большой коэффициент усиления, приводящий к ничем не ограниченному улучшению принятого показателя качества регулирования. Ограничение коэффициента усиления обусловлено при этом высокочастотной границей, определяемой наличием инерционных звеньев в структуре регулирования.

Выбор метода оптимизации, основанного на анализе реакции системы на тестовое возмущающее воздействие, требует обоснования вида и места приложения последнего.

Задачей управления является возможно более интенсивное воздействие на составляющие движения, которые принципиально являются эффективно управляемыми посредством изменения тока возбуждения генераторов данной станции. Управляемые составляющие движения при подаче правильно выбранного тестового возмущения выделяются автоматически, доминируя в переходном процессе. Поскольку управление процессом осуществляется путем целенаправленного изменения тока ротора агрегата, логично заключить, что при тестовом возмущении, состоящем в изменении этого же параметра (ток ротора), возникнет движение, у которого составляющие с наибольшими амплитудами и будут в наибольшей степени управляемыми.

Данный вывод находится в полном соответствии с практикой настройки АРВ в реальных условиях. Рациональный вид тестового воздействия — импульсная функция, близкая по свойствам к функциям Дирака, поданная на дополнительный вход выходного сумматора АРВ. Такое возмущение содержит весь спектр частот, что позволяет не только определить внешнюю частотную характеристику и построить область устойчивости [1], но и получить значение интегральной квадратичной оценки качества в каждой возможной точке настройки, расположенной внутри области устойчивости [2]. Хорошие и согласующиеся с практикой результаты оптимизации обеспечиваются при формировании оценки в виде интеграла от квадратичной формы, представляющей собою первый энергетический интеграл линеаризованных уравнений движения (полной избыточной энергии) консервативной модели системы [3]. Физический смысл этого критерия — энергия, затраченная всеми неконсервативными силами (включающие управляющие воздействия) для того, чтобы система была переведена из возмущенного состояния в заданное положение равновесия.

Покажем, каким образом может быть синтезирован режимный параметр стабилизации, обладающий применительно к данному критерию качества указанными выше свойствами, и поэтому

названный оптимальным.

Начнем с простейшего случая — работы неавтополнолюсного агрегата через внешнюю реактивность $x_{вн}$ на шины системы бесконечно большой мощности ($U_{\infty} = \text{const}$).

Система линеаризованных уравнений при неучете демпферных контуров, активных сопротивлений статора, насыщения магнитных цепей и относительно малых инерционностей в структуре регулирования возбуждения имеет вид (обозначения общепринятые):

$$\left. \begin{aligned} T_l p s + S_0 \Delta \delta + \frac{P_0}{E_{q0}} \Delta E_q &= 0; \\ p \delta &= \omega_s s; \\ (1 + p T_d') \Delta E_q &= D p \delta + \Delta E_f; \\ \Delta E_f &= -k_U \Delta U - k_U' p U + k_0 \Pi + k_1 p \Pi, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\text{где } S_0 = -\frac{\partial P}{\partial \delta} = \frac{E_{q0} U_{\infty}}{x_{\Sigma}} \cos \delta_0; \quad P_0 = \frac{E_{q0} U}{x_{\Sigma}} \sin \delta_0;$$

$$D = \frac{T_{d0}(x_d - x_d') P_0}{E};$$

$$T_d' = T_{d0} \frac{x_{\Sigma}'}{x_{\Sigma}}; \quad x_{\Sigma} = x_d + x_{вн}; \quad x_{\Sigma}' = x_d' + x_{вн}; \quad p = \frac{d}{dt} \text{ — сим-}$$

вол дифференцирования.

В законе регулирования возбуждения использован и подлежащий определению режимный параметр стабилизации Π и его производная. Другой режимный параметр — отклонение напряжения на зажимах статора ΔU может быть выражен через интегрируемые переменные — отклонение тока ротора ΔE_q и угла между поперечной осью ротора и синхронной осью $\Delta \delta$:

$$\Delta U = A \Delta E_q - B \Delta \delta, \quad (2)$$

где

$$A = \frac{\partial U}{\partial E_q} = \frac{x_{вн}}{x_{\Sigma} U_0} \left(E_{q0} \frac{x_{вн}}{x_{\Sigma}} + \frac{x_d}{E_{q0}} S_0 \right);$$

$$B = \frac{\partial U}{\partial \delta} = \frac{x_d x_{вн}}{x_{\Sigma} U_0} P_0.$$

Из (1) и (2) следует

$$\Delta E_q = \frac{\Delta \delta [p(D + k_U' B) + k_U B] + \Pi (k_1 p + k_0)}{(1 + k_U A) + p(T_d' + k_U' A)}. \quad (3)$$

Положив $p=0$ и $\Pi=0$, получим из (3) выражение для ΔE_q , отвечающее консервативной модели системы, т. е.

$$\Delta E_q = -\frac{k_U B}{1 + k_U A} \Delta \delta,$$

с учетом которого уравнение движения примет вид

$$\frac{T_l}{\omega_s} p^2 \delta + K_{\delta} \Delta \delta = 0,$$

где

$$K_\delta = S_0 + \frac{k_{UB}}{1+k_{UA}} \frac{P_0}{E_{q0}}.$$

Запишем первый энергетический интеграл этого уравнения

$$V = \frac{1}{2} T_J \omega_s^2 s^2 + \frac{1}{2} K_\delta \Delta \delta^2 \quad (4)$$

и его полную производную по времени с учетом системы (1):

$$V' = \omega_s s F, \quad (5)$$

где

$$F = \frac{P_0}{E_{q0}(1+k_{UA})} \frac{M\omega_s - \Pi(k_1 p + k_0)}{1+pT_s}; \quad (6)$$

$$T_s = \frac{T'_d + k'_{UA}}{1+k_{UA}}; \quad M = T_s k_{UB} - D - k'_{UB} B.$$

Параметр стабилизации Π , входящий в (6), может быть сформирован таким образом, чтобы обеспечить постоянный знак для выражения (5) и, тем самым, статическую устойчивость системы.

В данном случае решение находится просто и однозначно:

$$F = -K_s \omega_s s, \quad (7)$$

где K_s — положительный коэффициент, увеличение которого приводит к росту скорости убывания избыточной энергии, внесенной в систему возмущающим воздействием.

Решив (6) и (7) совместно, получим

$$\Pi(k_1 p + k_0) = \omega_s s \left[p K_s T_s (1+k_{UA}) \frac{E_{q0}}{P_0} + K_s (1+k_{UA}) \frac{E_{q0}}{P_0} + M \right],$$

откуда следует, что искомым параметром стабилизации является скольжение ротора относительно синхронной оси ($\omega_s s$), а соотношение между коэффициентами усиления по этому параметру и его производной, обеспечивающее компенсацию инерции магнитного потока машины и за счет этого сколь угодно большое значение K_s , определяется выражением*

$$k_0 = \frac{k_1}{T_s} + M. \quad (8)$$

Величина k_1 связана с K_s зависимостью

$$k_1 = K_s (T'_d + k'_{UA}) \frac{E_{q0}}{P_0}. \quad (9)$$

Методика определения оптимального режимного параметра стабилизации оказывается существенно более простой при использовании для

этой цели идеализированной модели, отвечающей с самого начала прямому управлению, т. е. безынерционному изменению ΔE_q . Действительно, в этом случае первый интеграл для консервативной (неуправляемой) системы имеет вид

$$V = \frac{1}{2} T_J \omega_s^2 s^2 + \frac{1}{2} S_0 \Delta \delta^2,$$

а его производная в силу первого уравнения системы (1) —

$$V' = -\Delta E_q \omega_s s,$$

откуда непосредственно следует выражение для оптимального параметра стабилизации

$$\Pi = -\frac{\partial V'}{\partial E_q} = \omega_s s.$$

Покажем далее, что минимизация принятого критерия качества

$$J = \int_0^\infty V dt$$

при возмущении в виде импульса, поданного на дополнительный вход сумматора АРВ, использования оптимального параметра стабилизации и выполнении настроенного соотношения (8) приводит к выводу о расположении оптимальной настройки вблизи высокочастотной границы области устойчивости.

Выражение для изменения тока ротора при указанных условиях имеет вид

$$\Delta E_q = \frac{k_1}{T'_d + k'_{UA}} p \delta + \frac{k_{UB}}{1+k_{UA}} \Delta \delta + \frac{\Delta E_f(0)}{(1+k_{UA})(1+pT_s)}.$$

Подставив его в (1), получим изображения по Лапласу для реакции системы на импульс $\frac{P_0}{E_{q0}} \frac{\Delta E_f(0)}{1+k_{UA}} = 1$ при нулевых начальных условиях $\Delta \delta(0) = s(0) = 0$, т. е.

$$\Delta \delta(p) = \frac{1}{\frac{T_J T_s}{\omega_s} p^3 + \left(\frac{T_J}{\omega_s} + K_s T_s \right) p^2 + (K_s + T_s K_\delta) p + K_\delta};$$

$$s(p) = \frac{1}{\omega_s} p \Delta \delta(p). \quad (10)$$

В соответствии с теоремой Релея [5] имеем

$$J = \int_0^\infty y^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty |Y(j\omega)|^2 d\omega,$$

вследствие чего из (4) следует

$$J = \frac{T_J \omega_s}{2\pi} \int_0^\infty s^2(j\omega) d\omega + \frac{K_\delta}{2\pi} \int_0^\infty \Delta \delta^2(j\omega) d\omega.$$

Используя таблицы значений интеграла от комплексных дробно-рациональных функций вида

* Данное выражение соответствует полученному в [4] другим путем.

(10) [5], после преобразований получим

$$J = \frac{2T_I/\omega_s + K_s T_s}{2K_s(K_s T_s + T_I/\omega_s + T_s^2 K_\delta)}$$

Из полученного выражения видно, что $J = J_{\min} \rightarrow 0$ при $K_s \rightarrow \infty$.

Это означает, что оптимальное значение K_s при более подробном учете динамических характеристик АРВ будет располагаться на прямой, описываемой уравнением (8), вблизи высокочастотной границы области устойчивости.

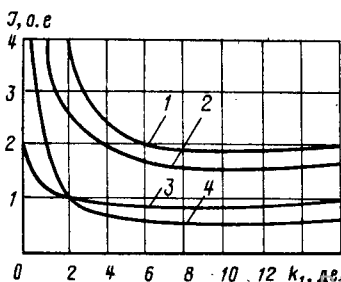
Тестовые сигналы, выбранные в виде гармонического или импульсного воздействия, не связаны с переводом системы в новое равновесное состояние. В этом плане составляющие критерия, представляющие собой интегралы от квадратов отклонений координат и скоростей, можно трактовать как среднеквадратичные отклонения режимных параметров от их значений в исходном установившемся режиме. Таким образом, минимизация принятого критерия качества означает наиболее эффективное удержание (стабилизацию) системы в заданном положении равновесия при периодических возмущающих воздействиях, среднее значение которых равно нулю. Следовательно, оптимальная стабилизация положения равновесия будет наблюдаться и при стохастических возмущениях, характеризующихся нормальной стационарной случайной функцией с нулевым математическим ожиданием.

При тестовом воздействии в виде единичного скачка напряжения на кольцах ротора система переходит в новое равновесное состояние. Задачей управления в этом случае является не стабилизация исходного режима, а оптимальная обработка перехода. В этой ситуации оптимизация настройки, строго говоря, не приводит к однозначному увеличению k_1 , ограниченному лишь высокочастотной границей области устойчивости. Однако использование этого принципа в реальных условиях обеспечивает качество переходного процесса, близкое к оптимальному.

Покажем на примере. Изображение по Лапласу реакции системы (1) при выполнении условия (8) на скачок, поданный на дополнительный вход сумматора АРВ, имеет вид

$$Y(p) = \frac{1}{p} [W_s(0) - W_s(p)],$$

где $W_s(p)$ совпадает с (10), а $W_s(0) = \frac{1}{K_\delta}$.



Зависимости интегрального критерия качества от настройки каналов стабилизации при возмущении типа «скачок»

Отсюда

$$Y(p) = \frac{\frac{T_I T_s}{\omega_s} p^2 + (T_I/\omega_s + K_s T_s) p + (K_s + K_\delta T_s)}{K_\delta \left[\frac{T_I T_s}{\omega_s} p^3 + (T_I/\omega_s + K_s T_s) p^2 + (K_s + K_\delta T_s) p + K_\delta \right]}$$

Изображение производной

$$pY(p) - W_s(0) = -W_s(p).$$

В соответствии с (4) по формулам для вычисления интеграла имеем

$$J = \frac{K_s}{K_\delta} + T_s + \frac{(T_I/\omega_s + K_s T_s)(2T_I/\omega_s + K_s T_s)}{K_\delta^2 T_s + K_s(T_I/\omega_s + K_\delta T_s^2)}$$

Проанализируем полученное выражение численно. Пусть генератор установленной мощностью $P=1$, заруженный до $P_0=0,8$, работает через внешнее сопротивление $x_{вн}=1$ на шины бесконечно большой мощности ($U_{\infty}=1$). При среднестатистических параметрах генератора ($x_d=2$; $x'_d=0,3$; $T_{d0}=5$ с; $T_I=6$ с) зависимость $J=f(k_1)$ представлена на рисунке. Кривая 1 отвечает условию автоматического выполнения условия (8), кривые 2, 3 и 4 получены при неизменяемых настройках канала по параметру стабилизации: соответственно $k_0=0$; 2 дел.; 10 дел.¹ Как видно из кривых 2—4, независимо от k_0 минимум J_{\min} достигается на пологой части кривой и при дальнейшем увеличении k_1 значение J растет чрезвычайно медленно. Таким образом, величина k_1 и при возмущении в виде скачка практически ограничивается только возникновением неучитываемых в данной постановке высокочастотных колебаний. При выполнении настройки по принципу автоматической компенсации инерции магнитного потока (кривая 1) J_{\min} достигается также на пологой части кривой, однако абсолютное значение J_{\min} оказывается наименьшим из возможных.

Можно, таким образом, считать доказанным, что режимный параметр стабилизации, синтезированный методом аналитического конструирования

по критерию $-\frac{dV}{dt} = \max$ при условии компенсации инерции магнитного потока машины

¹ Цена деления принята соответствующей АРВ СДП: для k_1 — 10 дел. ÷ 0,96 $\frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{рад./с}^2}$, для k_0 — 10 дел. ÷

2,39 $\frac{\text{ед. возб. ном.}}{\text{рад./с}}$.

(или, что аналогично, для идеализированного случая прямого управления), является оптимальным в смысле критерия $\int V dt = \min$.

Пользуясь этой же методикой, найдем оптимальный параметр стабилизации для агрегата, работающего в системе произвольной сложности. Эта задача даже для случая идеализации прямого управления не может быть решена без следующих дополнительных упрощений.

1. Система представляет собой совокупность неавтополусных синхронных машин, работающих в качестве как генераторов, так и приемников энергии. Таким образом, при неучете активных сопротивлений статорных цепей в системе отсутствуют непотенциальные силы.

2. Не учитываются каналы АРВ по напряжению статора, рассматривается только структура стабилизации АРВ.

Уравнения, описывающие такую идеализированную систему, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} T_{ji} p s_i + \sum_{j=1, j \neq i}^n S_{0ij} \Delta \delta_{ij} + \frac{P_{0i}}{E_{q0i}} \Delta E_{qi} + \sum_{j=1, j \neq i}^n \frac{P_{0ij}}{E_{q0j}} \Delta E_{qj} &= 0; \\ \rho \delta_i &= \omega_s s_i; \\ \Delta \delta_{ij} &= \Delta \delta_i - \Delta \delta_j, \quad i=1, 2, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $S_{0ij} = E_{q0i} E_{q0j} y_{ij} \cos \delta_{0ij}$; $P_{0ij} = E_{q0i} E_{q0j} y_{ij} \sin \delta_{0ij}$;

$$P_0 = \sum_{j=1, j \neq i}^n P_{0ij}.$$

Первый энергетический интеграл для консервативной идеализации системы ($\Delta E_q = 0$) имеет вид

$$V = \frac{\omega_s}{2 \Sigma T_{ji}} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n T_{ji} T_{ji} s_{ij}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n S_{0ij} \Delta \delta^2. \quad (12)$$

Следует заметить, что в системе без потерь абсолютное движение каждой из машин есть одновременно движение относительно центра инерции, который в силу постоянно соблюдаемого баланса активных мощностей в пространстве не перемещается.

Продифференцируем (12) с учетом уравнений управляемой системы (11):

$$V' = - \sum_{i=1}^n \frac{\Delta E_{qi}}{E_{q0i}} \left(\sum_{j=1, j \neq i}^n P_{0ij} s_{ij} \right). \quad (13)$$

Полагая изменение тока ротора каждой машины пропорциональным изменению соответствующего режимного параметра стабилизации

$$\Delta E_{qi} = K_i \Pi_i,$$

можно найти последний из выражения

$$\Pi_i = - \frac{\partial V'}{\partial E_{qi}} = \frac{1}{E_{q0i}} \sum_{j=1}^n P_{0ij} s_{ij}. \quad (14)$$

Таким образом,

$$V' = - \sum_{i=1}^n K_i \Pi_i^2 \quad (15)$$

т. е. при использовании параметра стабилизации в виде (14) в системе с прямым управлением вследствие постоянного отрицательного знака для выражения (15) могут быть допущены сколь угодно большие коэффициенты K_i без нарушения устойчивости. При этом регулируемым может быть любое число машин.

Полученный параметр стабилизации известен [3], известны различные способы его выражения через наблюдаемые на месте установки АРВ режимные параметры, известен и главный недостаток, связанный с необходимостью суммирования режимных параметров отдельных машин станции для исключения их внутригрупповой неустойчивости [6].

Свойствами оптимального параметра может при определенных условиях обладать частота э. д. с. машины (скольжение ротора относительно синхронной скорости). Действительно, пусть по этому параметру с коэффициентами K_{si} управляются все n машин системы:

$$\Delta E_{qi} = K_{si} s_i.$$

Тогда из (13)

$$\begin{aligned} -V' &\equiv \sum_{i=1}^n K_{si} s_i^2 \frac{P_{0i}}{E_{q0i}} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n P_{0ij} s_i s_j \times \\ &\times \left(\frac{K_{si}}{E_{q0i}} - \frac{K_{sj}}{E_{q0j}} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

Одно из условий знакопостоянства этой формы очевидно:

$$\text{sign } K_{si} = \text{sign } P_{0i}; \quad \frac{K_{si}}{E_{q0i}} = \frac{K_{sj}}{E_{q0j}}. \quad (17)$$

При выполнении условий (17) данный параметр является оптимальным, так как в этом случае без нарушения устойчивости могут быть установлены бесконечно большие значения коэффициентов K_{si} , что приведет к неограниченному росту скорости убывания избыточной энергии. Аналитическая проверка выполнения условия $J \rightarrow J_{\min}$ при $K_{si} \rightarrow \infty$ и импульсном возмущении для n агрегатов затруднительна. Для трех синхронных машин такая проверка произведена. Соответствующие выкладки здесь не приводятся ввиду их громоздкости.

Следует обратить внимание на то, что условия (17) строго выполняются лишь для идеализированной модели системы, в которой все без исклю-

чения агрегаты, включая нагрузки, представленные синхронными машинами, оснащены АРВ СД со структурой стабилизации по частоте э. д. с. Поскольку такая идеализация достаточно груба, можно полагать, что свойства параметра стабилизации — частоты э. д. с. — лишь приближаются к оптимальным по мере увеличения доли агрегатов системы, оснащенных этими устройствами.

С другой стороны, существуют значительно более широкие, чем (17), условия знакопостоянства (16), и, следовательно, в выполнении условия (17) может быть допущена большая степень приближения. Учитывая относительно небольшую разницу в значениях токов роторов отдельных агрегатов при загрузке, близкой к номинальной, выполнение второго из условий (17) означает также сближение настроек их каналов стабилизации. Этот факт реально наблюдается в практике эксплуатации.

Физически охват регулируемыми агрегатами с однотипной структурой стабилизации всех определяющих точек объединения можно интерпретировать как стабилизацию системы по сложному режимному параметру, содержащему по мере увеличения числа точек регулирования все более исчерпывающую информацию об особенностях сложного движения системы.

Все сказанное справедливо и по отношению к используемому на практике параметру стабилизации — частоте напряжения шин станции — в той мере, насколько велика в этом параметре доля частоты э. д. с. Принципиально не исключены ситуации, когда в частоте напряжения близко расположенных станций доля частоты «своей» э. д. с. окажется соизмеримой с долей «чужой». Перекрестные связи, возникающие в этом случае, могут иметь дестабилизирующий характер и могут привести к существенному отклонению свойств параметра стабилизации от оптимальных. Одним из внешних признаков такого явления служит характер ограничения коэффициента k_{if} сверху по условиям колебательной устойчивости. Если верхняя граница области является высокочастотной и, следовательно, безопасной, увеличение k_{if} в границах области, как правило, способствует снижению величины интегрального критерия качества. Свойства частоты напряжения шин в этом случае достаточно близки к оптимальным, о чем свидетельствует опыт эксплуатации и исследований колебательной устойчивости современных сложных энергообъединений.

Принцип построения алгоритма настройки (или самонастройки для адаптивных систем) может на основе высказанных соображений заключаться в том, что при обеспечении во всех режимах соотношения между k_{of} и k_{if} , приближенно отвечающего условию компенсации инерции магнитного потока машины (8), значение k_{if} устанавливается возможно более близким к высокочастотной границе области колебательной устой-

чивости. Это удаляет рабочую точку настройки от опасной зоны низкочастотных колебаний и обеспечивает близкие к оптимальным значения интегрального критерия качества регулирования. Контроль и изменение настройки могут автоматически выполняться путем сравнения среднего значения амплитуд высокочастотных составляющих колебаний с эксплуатационно допустимым значением пульсации напряжения на выходе возбудителя.

Все сказанное не имеет отношения к выбору настройки структуры стабилизации АРВ СД по условиям обеспечения динамической устойчивости и качества регулирования при больших возмущениях. Этот вопрос, рассмотренный в [6], решается разделением функций АРВ и применением нелинейного закона управления, синтезированного специально для условий больших возмущений.

Выводы. 1. Качество регулирования возбуждения агрегатов сложного энергообъединения целесообразно оценивать величиной интегрального квадратичного (энергетического) критерия при тестовом возмущении в виде импульсной функции, поданной на дополнительный вход выходного сумматора АРВ.

2. Синтез оптимального режимного параметра стабилизации может быть выполнен методом аналитического конструирования в идеализированной постановке, отвечающей безынерционному изменению тока ротора.

3. Свойства частоты напряжения шин станции в реальных условиях сложных энергообъединений, как правило, близки к свойствам оптимального режимного параметра стабилизации АРВ СД.

4. Увеличение в составе энергообъединения числа станций, генераторы которых оборудованы АРВ СД с однотипной структурой стабилизации по частоте напряжения шин, повышает инвариантность настройки каналов стабилизации к схемно-режимным условиям работы станции в системе.

5. Может быть предложен достаточно простой и не противоречащий практике эксплуатации алгоритм настройки (или самонастройки для адаптивных систем) каналов стабилизации АРВ СД, заключающийся в том, что при обеспечении во всех режимах соотношения между k_{of} и k_{if} , приближенно отвечающего условию компенсации инерции магнитного потока машины, значения k_{if} устанавливаются возможно более близкими к высокочастотной границе области колебательной устойчивости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методика экспериментального определения областей колебательной устойчивости и кривых равного качества регулирования / И. М. Гольдштейн, А. С. Зеккель, Л. Л. Муратаев, А. В. Черкасский. — В кн.: Переходные и установившиеся режимы электрических систем и управление ими. Л.: Изд-во ЛПИ, 1984.

2. Гольдштейн И. М., Зеккель А. С., Черкасский А. В. Алгоритм расчета интегрального критерия для анализа качества регулирования возбуждения генераторов в сложных энергообъединениях. — В кн.: Установившиеся и переходные процессы в электрических системах. Л.: Изд-во ЛПИ, 1986.

3. Зеккель А. С., Богомолова И. А. Применение интеграла энергии уравнений движения энергосистемы для оценки качества переходных процессов и синтеза законов управления. — Тр. НИИПТ, 1977, вып. 24—25.

4. Зеккель А. С. Влияние схемно-режимных условий работы сложной энергосистемы на настройку регуляторов возбуж-

дения сильного действия. — В кн.: Способы повышения устойчивости и надежности объединенных энергосистем. Л.: Энергоатомиздат, 1983.

5. Гольдфарб Л. С. Теория автоматического управления. Ч. 1. — М.: Наука, 1968.

6. Усовершенствование структуры автоматических регуляторов возбуждения сильного действия / А. Х. Есипович, А. С. Зеккель, А. В. Черкасский, М. А. Эдлин. — Электрические станции, 1986, № 11.

[21.05.87]

УДК 621.373.015.3.001.24

Теория и применение резонансного умножения напряжения

ЖЕЛТОВ К. А., КУЧАЙ С. А.

В высоковольтных устройствах с емкостным накопителем, разряжаемым на два последовательно соединенных колебательных контура, при определенном подборе параметров схемы возникает резонанс, сопровождаемый значительным увеличением напряжения на выходной емкости (нагрузке). Резонансное умножение напряжения, под которым понимается отношение максимальной разности потенциалов на нагрузке к первоначальной на накопителе, может достигать десятикратного и выше. Подобные устройства представляют собой достаточно компактные высоковольтные источники питания напряжением вплоть до нескольких мегавольт. На рис. 1 показаны две схемы, в которых при определенных условиях возбуждается резонанс. В одной из схем для повышения напряжения используется импульсный трансформатор (ИТ) с коэффициентом связи, равным единице. У такого ИТ, который непременно должен содержать замкнутый ферромагнитный и ненасыщающийся сердечник с относительно высокой магнитной проницаемостью, индуктивность намагничивания достаточно велика по сравнению с индуктивностью рассеяния и поэтому может быть исключена из схемы замещения. На схемах приняты обозначения: C_0 , C_1 , C_2 — емкости первичного накопителя, промежуточной и нагрузки; L_1 , L_2 — индуктивности первичного (в том числе индуктивность рассеяния) и вторичного контуров. При определенном сочетании параметров схемы наблюдается так называемый режим симметричных биений, при котором многие соотношения, описывающие процесс в эквивалентной схеме, упрощаются. Это позволяет применить наглядный метод расчета высоковольтных устройств, в которых используется принцип резонансного умножения напряжения.

Как было показано в [1], напряжение U_2 на нагрузке описывается выражением

$$u_2 = \frac{n u_0}{q^2 \Omega_1^2 \Omega_2^2} \left(1 + \frac{\Omega_1^2 \cos \Omega_1 t - \Omega_2^2 \cos \Omega_2 t}{\Omega_2^2 - \Omega_1^2} \right), \quad (1)$$

где u_0 — начальное напряжение на первичном накопителе C_0 ; n — коэффициент трансформации ИТ (для схемы без ИТ $n=1$); Ω_1 , Ω_2 — собственные частоты схемы, равные

$$\Omega_{2,1}^2 = \frac{1}{2q^2} [(1+\kappa)q^2 + 1 + \lambda \pm \sqrt{\Delta}]. \quad (2)$$

Здесь

$$\Delta \equiv [(1+\kappa)q^2 - (1+\lambda)]^2 + 4q\kappa > 0;$$

$\kappa = C_2/C_1$ — приведенная нагрузка; $\lambda = n^2 C_1/C_0$ — показатель эффективности использования энергии первичного накопителя; $\tau = \sqrt{L_1 C_2}$ — характерное время выходного контура; $q = \sqrt{L_1 C_1/L_2 C_2}$ — соотношение характерных значений времени для контуров.

Условие резонанса для заданных λ и κ выполняется при таком значении $q = q_0$, при котором верхняя грань функции (1) максимальна. Это

условие имеет вид

$$q_0^2 = (1+\lambda)/(1+\kappa) = L_1 C_1/L_2 C_2. \quad (3)$$

Частоты при этом будут определяться следующим выражением:

$$\Omega_{2,1}^2 = 1 + \kappa \pm \sqrt{\kappa}/q_0. \quad (4)$$

В переменных, отражающих фазу колебаний $\theta = (\Omega_1 + \Omega_2)t/2\tau$ и коэффициент биения $\delta = (\Omega_2 - \Omega_1)/(\Omega_2 + \Omega_1)$, выходное напряжение имеет вид биений, повторяющихся с интервалом, кратным π/δ :

$$u_2 = \frac{n u_0}{1 + \lambda + \kappa} \left(1 - \cos \theta \cos \theta \delta - \frac{1 + \delta^2}{2\delta} \sin \theta \sin \theta \delta \right). \quad (5)$$

Степень нарастания амплитуды колебаний характеризуется коэффициентом биения $\delta < 1$, от которого согласно (5) зависит амплитудный коэффициент $(1 + \delta^2)/2\delta$, принимающий большие зна-

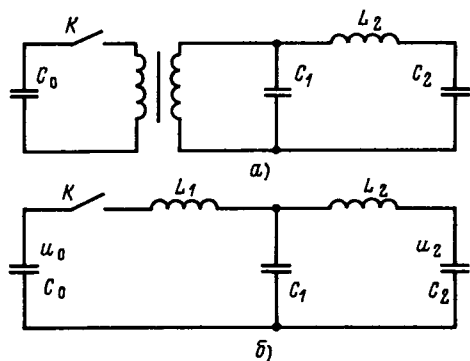


Рис. 1. Принципиальные схемы высоковольтных устройств с резонансным умножением напряжения:

а — схема с импульсным трансформатором; б — эквивалентная схема без трансформатора

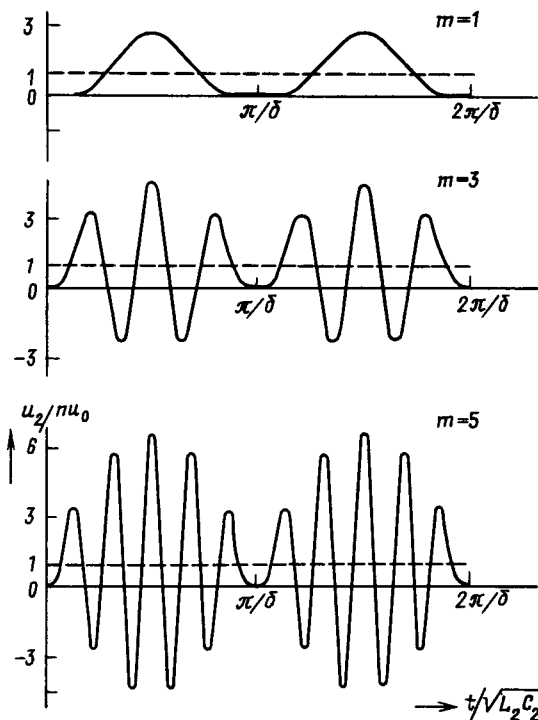


Рис. 2. Характерный вид напряжений на емкостной нагрузке в режиме симметричных биений при нечетном числе всплесков

чения при достаточно малых δ . В режиме резонанса параметры δ , κ , λ взаимосвязаны, как следует из (3) и (4), следующим образом:

$$1/\kappa = C_1/C_2 = -1 + 1/(1+\lambda) [1 - (1-\delta^2)^2/(1+\delta^2)^2]. \quad (6)$$

Соответственно для параметра λ справедливо соотношение

$$\lambda = -1 + \kappa/(1+\kappa) [1 - (1-\delta^2)^2/(1+\delta^2)^2]. \quad (7)$$

При определенном сочетании параметров схема может быть настроена на режим симметрич-

ных биений, при котором на интервале биения $(0, \pi/\delta)$ укладывается целое число периодов (всплесков). В этом случае форма напряжения в первой половине интервала $(0, \pi/2\delta)$ как бы зеркально отражается во второй $(\pi/2\delta, \pi/\delta)$ и повторяется во всех последующих интервалах биения. При симметричных биениях питание емкостной нагрузки происходит с максимальным отбором энергии от первичного накопителя и за минимальное время. Весь последующий анализ проведен для этого режима схемы.

Дискретные значения коэффициента биения δ_m , при которых наблюдается режим симметричных биений, определяются по выражению

$$\delta_m = 1/(2m+1), \quad (8)$$

где m — число всплесков на интервале биения.

В зависимости от числа всплесков $m=1, 2, 3, 4, 5, 6 \dots$ коэффициент биения представляет собой соответствующий ряд, а отвечающие ему фазы максимального всплеска, при которых $\cos \theta_m = 0$ и $\sin \theta_m = -1$, будут соответственно равны $\theta_m = 3\pi/2, 3\pi/2, 7\pi/2, 7\pi/2, 11\pi/2, 11\pi/2 \dots$

Резонансное умножение напряжения $\gamma = u_2^{\max}/nu_0$, как следует из (5), равно произведению члена $(1+\lambda+\lambda\kappa)^{-1} = 1/\beta$ на выражение в скобках. Последнее фактически представляет собой резонансное умножение γ_∞ при бесконечно большой емкости первичного накопителя, когда $\lambda \rightarrow 0$ или $\beta = 1$. При нечетном числе всплесков выражение γ_∞ в зависимости от δ_m или от m будет иметь вид

$$\gamma_\infty = (1+\delta_m)^2/2\delta_m = 2[1+m^2/(2m+1)], \quad (9)$$

или в численном выражении $\gamma_\infty = 2,67; 4,58; 6,56; 8,54 \dots$

На рис. 2 показаны импульсы выходного напряжения при нечетном числе всплесков. Следует обратить внимание на одновсплесковый режим ($m=1, \delta_m=1/3$) в качестве примера вырожденных колебаний, представляющих собой чуждоднопольных импульсов. В этом случае $\Omega_2/\Omega_1=2$ и выходное напряжение при условии $\lambda(1+\kappa)=0$ описывается соотношением

$$u_2 = (8/3)nu_0 \sin^4(\Omega_1 t/2), \quad (10)$$

в котором четвертая степень синуса — свидетельство большой крутизны импульса.

При четном числе всплесков амплитуда напряжения не достигает максимума, но при больших m достаточно к ней приближается. В этом случае в третьем члене формулы (5) $\sin \theta_m \delta_m = \sin(\frac{1}{2} - \delta_m)\pi$, а следовательно, резонансное умножение записывается так:

$$\gamma_\infty \approx 1 + [(1+\delta_m^2)/2\delta_m] \sin(1/2 - \delta_m)\pi. \quad (11)$$

Для него характерен численный ряд $\gamma_\infty = 3,1; 5,3; 7,3 \dots$. Типичные импульсы напряжения при четном числе всплесков показаны на рис. 3.

Для условия $\lambda \rightarrow 0$ ($\beta = 1$) характерна простая взаимосвязь коэффициента биения δ , отношения $C_1/C_2 = 1/\kappa$ и числа всплесков m , которая весьма полезна для экспресс-оценки параметров схемы, в частности C_1 , для получения необходимого резонансного умножения:

$$\delta_\infty = (1 + 4C_1/C_2)^{-1/2}; \quad C_1/C_2 = m(m+1), \quad (12)$$

где имеет место численный ряд $C_1/C_2 = 2, 6, 12, 20, 30 \dots$

В реальном случае, когда $\lambda > 0$ ($\beta > 1$), энергия первичного накопителя используется эффективнее, но при этом снижается резонансное умножение γ , поскольку

$$\gamma = \gamma_\infty / \beta. \quad (13)$$

Полная передача энергии из первичного накопителя в нагрузку происходит при $\lambda = 1/\kappa$ (или $n^2 C_2 \approx C_0$), но выражение $(1 + \lambda + \lambda\kappa)^{-1}$ при этом настолько уменьшается, что резонансное умножение становится слишком неэффективным. Интервал $1 < \beta < 2$ является наиболее оптимальным. В этом интервале зависимость C_1/C_2 от числа всплесков имеет вид

$$1/\kappa = C_1/C_2 \approx m(m+1)/\beta. \quad (14)$$

Как правило $C_1/C_2 > 1$, поэтому напряжение на промежуточном накопителе будет существенно меньше, чем на нагрузке, причем это различие растет с числом всплесков. Благодаря такому свойству схемы с резонансным умножением напряжения размеры ИТ в ней сравнительно невелики, а электрическая прочность значительно выше, чем у трансформаторов Тесла (ТТ), питающих идентичную нагрузку. Максимальная разность потенциалов u_1^{\max} на вторичной обмотке ИТ не зависит от степени резонансного умножения (числа всплесков) и сохраняется практически неизменной:

$$u_1^{\max} = 2n u_0 / (1 + \lambda + \lambda\kappa) = 2n u_0 / \beta. \quad (15)$$

В [1] приводилось сравнение ТТ с генератором на основе резонансного умножения напряжения (РГ) по размерам (объему) высоковольтных узлов и по емкости первичных накопителей. Было показано, что размеры РГ меньше при относительно небольших нагрузках. Сравнение по первичным накопителям проводилось в частном случае для $m \leq 2$. В общем виде для режима симметричных биений это сравнение наиболее наглядно для любого числа всплесков. Для этого сравниваются амплитуда выходного напряжения ТТ $u_2^{\max} = 2n_\tau u_0 / (1 + n_\tau^2 C_2 / C_{0\tau})$ (где n_τ — коэффициент трансформации ТТ; $C_{0\tau}$ — первичный накопитель схемы с ТТ) с амплитудой всплеска РГ $u_2^{\max} = n_p u_0 \gamma_\infty / (1 + \lambda + \lambda\kappa)$ (где $\lambda(1 + \kappa) = n_p^2 (C_1 + C_2) / C_{0p}$; n_p — коэффициент трансформации ИТ, C_{0p} — емкость первичного накопителя РГ). Приравняв правые части этих уравнений и учитывая $n_\tau = n_p \gamma_\infty / 2$, получим после несложных преобразо-

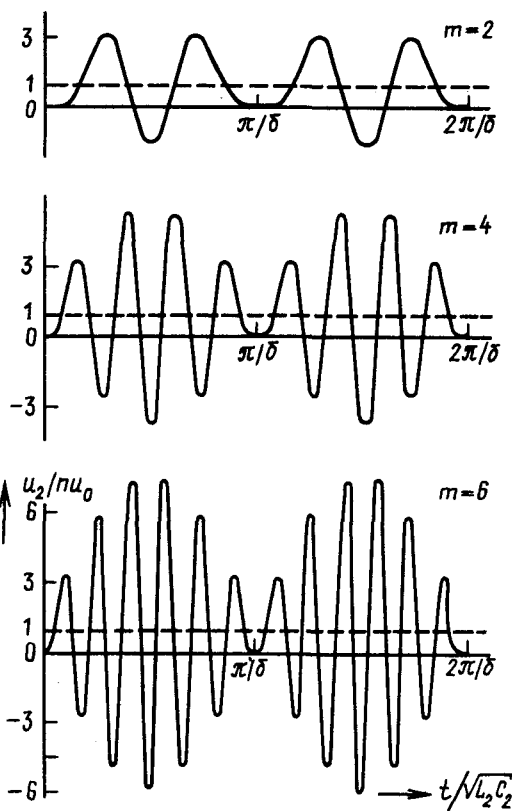


Рис. 3. Характерный вид напряжений на емкостной нагрузке в режиме симметричных биений при четном числе всплесков

ваний:

$$C_{0p}/C_{0\tau} = 4(1 + \kappa) / \kappa \gamma_\infty^2. \quad (16)$$

Видно, что отношение емкостей не сохраняется постоянным при изменении числа всплесков, а определяется в основном параметром κ , который согласно (14) зависит от амплитудного коэффициента $1/\beta$. При небольшом числе всплесков ($m = 1-3$) отношение $C_{0p}/C_{0\tau}$ сравнительно невелико (например, при $\beta = 2$ оно равно 1,1—1,3), а при достаточно большом m , как это следует из (9) и (14), увеличивается, стремясь к пределу

$$\lim_{m \rightarrow \infty} (C_{0p}/C_{0\tau}) = 4/\beta. \quad (17)$$

Необходимыми условиями резонансного умножения является не только выполнение требования (3), но и обеспечение высокой добротности контуров, при которой снижение напряжения к середине интервала биения $(0, \pi\sqrt{L_2 C_2} / 2\delta)$ по отношению к схеме без потерь не превышает допустимой, весьма малой величины, например 5 %. Сильное затухание или срыв колебаний могут быть вызваны потерями в активных сопротивлениях контуров, в том числе в стали сердечника ИТ или в искровом канале разрядника, а также преждевременным насыщением сердечника.

Снижение напряжения u_2 вследствие потерь

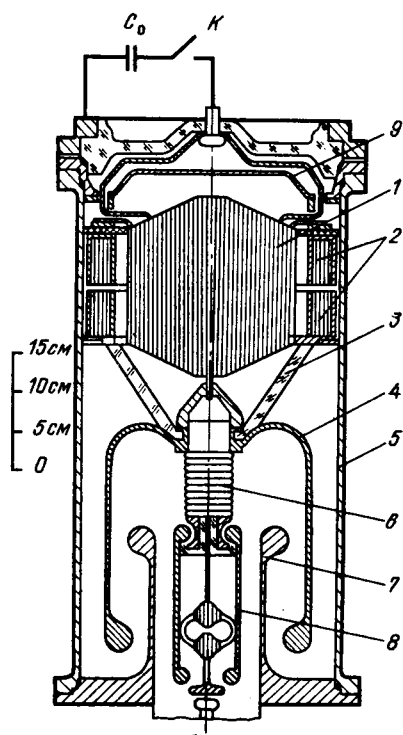


Рис. 4. Схематический вид генератора резонансного умножения с амплитудой приблизительно 1,1 МВ:

1 — обмотка импульсного трансформатора; 2 — сердечник ИТ; 3 — опорный изолятор; 4 — обкладка промежуточной емкости; 5 — корпус; 6 — катушка индуктивности вторичного контура; 7, 8 — обкладки емкостной нагрузки; 9 — защитный экран ИТ.

оценивается введением в (1) экспериментального члена вида $\exp(-R_k t / 2L_k)$, где $k=1, 2$ относится к соответствующему контуру. В условиях малых потерь достаточно учесть два члена разложения $\exp(-R_k t / 2L_k) = 1 - R_k t / 2L_k$, причем вторым членом и обусловлено снижение u_2 . При допустимом 5 %-ном снижении напряжения к середине интервала биения $t_{1/2} = \pi \sqrt{L_2 C_2} / 2\delta$ сопротивления контуров должны быть с учетом (3) ограничены следующим образом:

$$R_1 < \delta q_0 \sqrt{L_1 C_1} / 5\pi; R_2 < \delta \sqrt{L_2 / C_2} / 5\pi. \quad (18)$$

Здесь под R_2 понимается активное сопротивление резонансной катушки L_2 , а под R_1 — активное сопротивление обмоток ИТ (в схеме с трансформатором), сопротивление искрового канала и потери в сердечнике. Как показывают расчетные оценки, наибольший вклад в сопротивление вносят потери в стали сердечника. Для определения этих потерь можно использовать данные [2, 3], где приводятся соответствующие формулы.

Сечение сердечника ИТ выбирается из условия достижения максимального приращения индукции ΔB к моменту формирования рабочего всплеска напряжения:

$$S = n u_0 t_n / \beta \Delta B \omega_2, \quad (19)$$

где ω_2 — число витков вторичной обмотки ИТ; t_n — время удержания сердечника в ненасыщенном состоянии, равное разности между длительностью половины интервала биения $\pi \sqrt{L_2 C_2} / 2\delta$ и длительностью половины всплеска приблизительно равной $\pi \sqrt{L_2 C_2}$.

Отсюда с учетом (8)

$$S = [n u_0 \pi (2m - 1) / 2 \beta \Delta B \omega_2] \sqrt{L_2 C_2}. \quad (20)$$

Как видно, сечение сердечника растет пропорционально числу всплесков m , но тем не менее [1] при достаточно малых нагрузках размеры высоковольтных узлов в схемах резонансного умножения остаются меньше размеров трансформатора Тесла.

Резонансный генератор импульсного напряжения с трансформатором используется как источник питания малогабаритных силовых ускорителей электронов, где необходима высокая крутизна выходного импульса напряжения. По этой причине применяются ИТ с относительно низкой индуктивностью рассеяния (соответственно с малым числом витков) и каскад резонансного умножения с одним-двумя всплесками. В [4] описан достаточно компактный РГ с выходным напряжением 530 кВ на нагрузочной емкости 27 пФ. Первичное напряжение ИТ относительно невелико и составляет приблизительно 20 кВ, выходное — 330 кВ. РГ размещен в герметичном корпусе диаметром 215 мм и длиной 550 мм и заполнен трансформаторным маслом.

Для питания формирующей линии ускорителя «СПИН» разработан также РГ с импульсом выходного напряжения 1,1 МВ на емкости 60 пФ.

Небольшая длительность фронта импульса (приблизительно 0,25 мкс) получена благодаря использованию ИТ со вторичной обмоткой, содержащей всего 17 витков. На генераторе реализован режим симметричных биений с числом всплесков $m=2$. РГ заключен в герметичном баке диаметром 320 мм и длиной 720 мм. Изолирующей средой служит трансформаторное масло. На рис. 4 показан продольный разрез этого генератора.

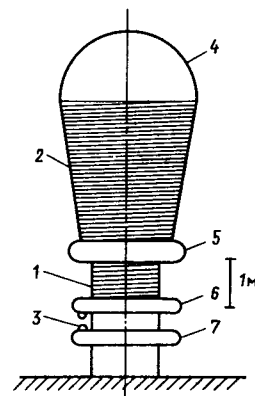


Рис. 5. Внешний вид генератора резонансного умножения напряжения 3,5 МВ с воздушной изоляцией:

1, 2 — первичная и вторичная катушки индуктивности; 3 — разрядник; 4 — сферический градиентный экран (нагрузка); 5, 6, 7 — дисковые градиентные экраны.

Определенный интерес представляет резонансный генератор импульсного напряжения без трансформатора и с воздушной изоляцией. Такой генератор может найти применение для получения рентгеновского излучения, формирования пучка ускоренных электронов в целях исследования электрической изоляции или испытания высоковольтных устройств. Параметры и конструкция генератора с воздушной изоляцией обусловлены максимальной разностью потенциалов на нагрузочной емкости и на резонансной (вторичной) катушке индуктивности. Для примера рассмотрим генератор с выходным напряжением $u_2^{\text{max}} = 3,5$ МВ и входным $u_0 = 0,5$ МВ и приведем расчетную оценку его параметров. Внешний вид генератора (проект) показан на рис. 5. Нагрузкой C_2 служит емкость сферического градиентного экрана, радиус которого выбирается достаточным для предупреждения коронного разряда. Поскольку напряженность поля короны E_k в воздухе составляет приблизительно 3 МВ/м, радиус экрана должен быть равен $r = u_2^{\text{max}}/E_k = 1,2$ м. С учетом небольшого запаса примем радиус равным 1,5 м. Емкость C_2 такой сферы согласно [5] составит приблизительно 200 пФ. Необходимое резонансное умножение будет равно $\gamma = u_2^{\text{max}}/u_0 = 7$. Выберем режим симметричных биений с числом всплесков $m = 9$, для которого в соответствии с (9) $\gamma = 10,5$. Отсюда знаменатель амплитудного коэффициента по (13) $\beta = 1,5$. Промежуточная емкость в соответствии с (14) $C_1 = 12\,000$ пФ, напряжение на этой емкости $u_1^{\text{max}} = 2u_0/\beta = 670$ кВ. Так как $\beta = 1 + \lambda + \lambda\kappa$, то $\lambda(1 + \kappa) = 0,5$; следовательно, $\lambda = C_1/C_0 = 0,5$ и, таким образом емкость первичного накопителя (это может быть ударная емкость ГИН) $C_0 = 24\,000$ пФ.

Резонансная катушка индуктивности в целях предупреждения коронирования выполнена на коническом каркасе большого радиуса проводом большого диаметра, например, кабелем РК-75-24-15 с диаметром оплетки 24 мм и внешней изоляцией толщиной 1 мм, допускающей приложение виткового напряжения 25 кВ. Отсюда число витков равно 140. Длина образующей катушки, равная произведению числа витков на толщину одного витка, равна 3,6 м. Индуктивность такой катушки согласно [5] равна $L_2 = 26 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Индуктивность первичного контура в соответствии с условием резонанса (3) и соотношением

(14) $L_1 = (L_2 C_2 / C_1) (1 + \lambda) / (1 + \kappa) = 6,6 \cdot 10^{-4}$ Гн. Такую индуктивность, как следует из [5], имеет однослойная катушка высотой $l = 0,8$ м, диаметром $D = 1,5$ м, с числом витков $w_1 = 20$. Межвитковое напряжение при этом сохраняется на уровне 30 кВ, а напряженность поля равна менее 3 МВ/м, т. е. ниже порога зажигания короны.

Необходимые сопротивления контуров из условия допустимого 5 %-ного снижения напряжения согласно (18) равны $R_1 \leq 1,2$ Ом и $R_2 \leq 39$ Ом, и обеспечиваются при намотке катушки радиочастотным кабелем РК-75-24-15 или аналогичным по толщине проводом.

На внешнем виде генератора (рис. 5) показаны три дисковых градиентных экрана с кривизной, исключающей пробой или перекрытие. Верхним экраном прикрыто соединение первичной и вторичной катушек с высоковольтным вводом промежуточной емкости, которая располагается внутри генератора. К среднему и нижнему экранам крепятся электроды коммутирующего разрядника, а между нижним экраном и «землей» включен первичный накопитель (ударная емкость ГИН), также расположенный внутри.

Конструкция генератора достаточно проста и компактна и содержит небольшое число элементов: один разрядник, две емкости, две катушки индуктивности и градиентные экраны. Обе катушки являются как бы естественным продолжением градиентных экранов, что обеспечивает плавное изменение разности потенциалов по высоте и достаточно низкий уровень поверхностной напряженности поля, недостаточный для инициирования пробоев или перекрытий воздушной изоляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Желтов К. А., Кучай С. А. Резонансное генерирование импульсного высокого напряжения. *Электричество*, 1984, № 8.
2. Матханов П. И., Гоголицын Л. З. Расчет импульсных трансформаторов. — Л.: Энергия, 1980.
3. Желтов К. А. Стабилизация высокого напряжения в схемах с импульсными трансформаторами. — *Электричество*, 1983, № 3.
4. Малогабаритный резонансный генератор импульсного напряжения субнаносекундного ускорителя электронов / К. А. Желтов, А. В. Малыгин, М. Г. Пличкин, В. Ф. Шалиманов. — ПТЭ, 1983, № 3.
5. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 1. — ГЭИ, 1960.

[24.04.87]

Схемы замещения автотрансформаторов с регулировочными трансформаторами

БЕЛЯКОВ Ю. С.

Петрозаводск

Автотрансформаторы (АТ) в совокупности с регулировочными трансформаторами (РТ) широко используются в электрических системах для передачи электроэнергии на высоком и сверхвысоком напряжении, регулирования напряжения и принудительного изменения перетоков активной мощности [1].

В зависимости от предназначения схемы соединений РТ и схемы подключения их к АТ различны. Например, РТ могут включаться со стороны нейтрали АТ или со стороны линейных выводов, иметь различные группы соединений обмоток для продольного, поперечного или смешанного регулирования напряжения. По сути АТ и РТ представляют собой единый агрегат (АТ—РТ) со сложным взаимодействием.

При расчетах различных электрических режимов правильный учет АТ вместе с РТ довольно сложен. Поэтому при расчетах нормальных режимов (потокораспределения, устойчивости и т. п.) влияние РТ учитывается упрощенно, например, изменением коэффициента трансформации АТ или вводом последовательно включенных источников напряжения [2, 3]. При этом, однако, не учитываются все нюансы взаимодействия АТ и РТ, не точно определяются (и соответственно вводятся в схемы) их эквивалентные сопротивления. Потери в этом случае также рассчитываются приближенно. Все это не способствует получению однозначного соответствия результатов расчета реальным режимам электрических систем.

Наибольшие трудности встречаются при расчете электрических величин, связанных с короткими замыканиями (к. з.), неполнофазными режимами и сложными повреждениями (к. з. при неполнофазных режимах). В [4] приведена методика расчета различных видов к. з. для АТ и различных схем соединения РТ с использованием симметричных составляющих. По этой методике для каждой исходной схемы соединений АТ, РТ и сети, а также для заданного места к. з. путем эквивалентных преобразований осуществляется процесс получения некоторой эквивалентной упрощенной схемы, причем с изменением места к. з. меняется процесс преобразования и конечная эквивалентная схема. Для получения схем составляются расчетные выражения и с их помощью рассчитываются токи и напряжения в месте к. з. и других узлах эквивалентной схемы, а затем через коэффициенты распределения определяются токи и напряжения в требуемых элементах окружающей сети. Если учесть, что такие расчеты необходимо проводить для всех узлов исходной схемы и многих узлов окружающей сети для не-

скольких режимов электрической системы, то можно сделать вывод о чрезвычайной трудоемкости данной задачи. К этому следует добавить, что другие виды повреждений требуют специальной разработки их расчетов, которые зачастую получаются сложными и громоздкими. Примером может служить [5], где приведен расчет повреждения регулировочной обмотки РТ.

Обобщая, можно сказать, что все упомянутые трудности имеют место потому, что исходную схему соединений АТ и РТ в однофазном исполнении, включенную в общую схему замещения электрической системы, не воспринимают программы ЭВМ, предназначенные для расчета соответствующих электрических режимов. Это, в свою очередь, объясняется тем, что методика расчетов, заложенная в программы, позволяет включать в схемы трансформаторные связи, у которых как первичная, так и вторичная обмотки обязательно должны иметь соединение с общим, базисным узлом. Исходные схемы соединений АТ и РТ не удовлетворяют этим требованиям.

Существуют два пути решения проблемы: создать новые программы расчета электрических режимов, воспринимающие исходные схемы АТ—РТ, или создать такие схемы замещения АТ—РТ, чтобы они воспринимались существующими программами, и тем самым исключить необходимость специальной разработки методик расчета различных видов повреждений. Из двух путей более простым и реальным является второй.

В [6] сделана попытка получения схемы замещения АТ—РТ с продольным регулированием напряжения, пригодной для расчета токов к. з. на всех выводах агрегата. Причем такая схема может включаться в общие схемы замещения электрической системы. В принципе эта схема пригодна и для расчета нормальных режимов, однако, вероятно, из-за отсутствия трансформаторных связей между узлами с разными номинальными напряжениями итерационный процесс при решении далеко не всегда сходится. Существенным недостатком такой схемы является невозможность моделировать АТ—РТ с поперечным и смешанным регулированием напряжения, поскольку схема замещения содержит только комплексные сопротивления, в то время как матрица узловых проводимостей такого агрегата не является диагонально симметричной.

Таким образом, ставится задача получения схемы замещения агрегата АТ—РТ, которая была бы пригодна для расчета как нормальных режимов, так и режимов, связанных со всеми видами повреждений, вписывалась в общие схемы заме-

щения системы, отражала любой вид регулирования напряжения и любой вариант соединения АТ и РТ, была представима в симметричных составляющих и воспринималась бы существующими и создаваемыми программами расчета электрических режимов, позволяющими использовать комплексные коэффициенты трансформации. Следует отметить, что в несимметричных составляющих ($\alpha, \beta, 0$) схемы замещения АТ—РТ для продольно-поперечного регулирования известны [7]; институт «Энергосетьпроект» разрабатывает методику расчетов сложных повреждений с использованием этих составляющих.

Исходные данные и расчет схем замещения отдельных элементов АТ—РТ. В расчетах используются паспортные данные элементов или их аналоги, полученные экспериментально. АТ представляется (3+2)-полюсником (рис. 1), у которого два последних полюса будут связаны с РТ. Матрица узловых проводимостей АТ определяется на основе методики, предложенной в [6], или одним из известных способов, например [3, 8], суть которых заключается в нахождении проводимостей как коэффициентов пропорциональности между токами замкнутых узлов и напряжением узла, к которому подключен источник напряжения. В результате имеем:

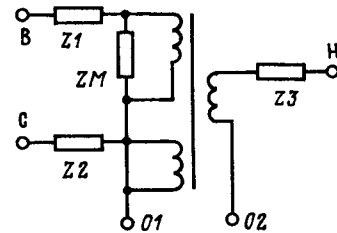


Рис. 1. Однолинейная схема соединений АТ
Другие составляющие определяются по известным формулам [9] на основе паспортных или экспериментальных данных:

$$\left. \begin{aligned} Z1 &= \frac{U_{к.в.-с} + U_{к.с.-н} - U_{к.с.-н}}{200} \frac{U_{н.в}^2}{S_{АТ}}; \\ Z2 &= \frac{U_{к.в.-с} + U_{к.с.-н} - U_{к.в.-н}}{200} \frac{U_{н.с}^2}{S_{АТ}}; \\ Z3 &= \frac{U_{к.в.-н} + U_{к.с.-н} - U_{к.в.-с}}{200} \frac{U_{н.н}^2}{S_{АТ}}; \\ ZM &= \frac{100}{I_{х.х}} \frac{U_{н.в}^2}{S_{АТ}}; k1 = \frac{U_{н.в}}{U_{н.н}} \exp \left(j \frac{\pi}{6} \text{ ГН} \right); \\ k2 &= \frac{U_{н.с}}{U_{н.н}} \exp \left(j \frac{\pi}{6} (\text{ГН} - \text{ГС}) \right), \end{aligned} \right\} (2)$$

	B	C	01	H	02
B	$\frac{k^2 1 \cdot Z2 \cdot Z3 + k^2 2 \cdot Z3 \times}{D1} \rightarrow$ $\times ZM + Z2 \cdot ZM$	$-\frac{k1 \cdot k2 \cdot Z3 \cdot ZM}{D1}$	$-(Y_{в.в} + Y_{в.с})$	$-\frac{k1 \times Z2 \cdot ZM}{D1}$	$-Y_{в.н}$
C	$-\frac{k1 \cdot k2 \cdot Z3 \cdot ZM}{D1}$	$\frac{k^2 1 \cdot Z3 \cdot ZM + k^2 1 \cdot Z1 \times}{D1} \rightarrow$ $\times Z3 + Z1 \cdot ZM$	$-(Y_{с.в} + Y_{с.с})$	$-\frac{k2 \cdot Z1 \cdot ZM}{D1}$	$-Y_{с.н}$
$Y_{АТ} = 01$	$-(Y_{в.в} + Y_{с.в})$	$-(Y_{в.с} + Y_{с.с})$	$-(Y_{в.в} + Y_{в.с} + Y_{с.в} + Y_{с.с})$	$-(Y_{в.н} + Y_{с.н})$	$Y_{в.н} + Y_{с.н}$
H	$-\frac{k1 \cdot Z2 \cdot ZM}{D1}$	$-\frac{k2 \cdot Z1 \cdot ZM}{D1}$	$-(Y_{н.в} + Y_{н.с})$	$\frac{k^2 1 \cdot Z2 \cdot ZM + k^2 1 \cdot Z1 \cdot Z2 +}{D1} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{+ k^2 2 \cdot Z1 \cdot ZM}{D1}$	$-Y_{н.н}$
02	$-Y_{н.в}$	$-Y_{н.с}$	$Y_{н.в} + Y_{н.с}$	$-Y_{н.н}$	$Y_{н.н}$

В этой формуле индексы матрицы В, С, Н обозначают стороны АТ высшего, среднего и низшего напряжения; 01 — нулевой вывод обмоток высшего и среднего напряжения; 02 — нулевой вывод обмотки низшего напряжения (имеется в виду нулевой вывод схемы соединений, рис. 1); $k1$ и $k2$ — комплексно-сопряженные значения $k1$ и $k2$.

где U_k — паспортные или экспериментальные значения напряжений к.з. (%) между соответствующими обмотками, приведенные к проходной мощности АТ; U_n — номинальные напряжения соответствующих обмоток; $S_{АТ}$ — проходная мощность АТ, к которой приведены все паспортные данные; $I_{х.х}$ — ток холостого хода АТ (%); ГН —

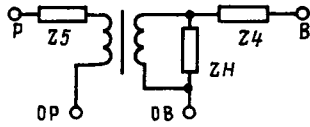


Рис. 2. Однолинейная схема соединений РТ

группа соединений обмотки НН; ГС — группа соединений обмотки СН; $D1 = k^2 \cdot Z2 \cdot Z3 \cdot ZM + k^2 \cdot Z1 \cdot Z2 \cdot Z3 + k^2 \cdot Z1 \cdot Z3 \cdot ZM + Z1 \cdot Z2 \cdot ZM$ — вспомогательная величина, получающаяся в процессе расчета.

Регулировочные трансформаторы представляются (2+2)-полюсниками (рис. 2). Для каждого РТ рассчитывается матрица узловых проводимостей ([6] или [3, 8]):

$$Y_{PT} = \begin{array}{c} \begin{array}{cc} & \begin{array}{c} P \quad OP \quad B \quad OB \end{array} \\ \begin{array}{c} P \\ OP \\ B \\ OB \end{array} & \begin{array}{cccc} \begin{array}{c} \frac{1}{D2} \quad -Y_{p,p} \quad -\frac{k3}{D2} \quad -Y_{p,b} \\ -Y_{p,p} \quad Y_{p,p} \quad -Y_{p,b} \quad Y_{p,b} \\ -\frac{k3}{D2} \quad -Y_{p,b} \quad \frac{k^2 \cdot ZH + k^2 \cdot Z4 + Z5}{ZH \cdot D2} \quad -Y_{b,b} \\ -Y_{p,b} \quad Y_{p,b} \quad -Y_{b,b} \quad Y_{b,b} \end{array} \end{array} \end{array} \quad (3)$$

где индексы матрицы p и b обозначают вывод регулировочной и возбуждающей обмотки; OP , OB — их нулевые выходы (схемы, рис. 2). Остальные величины находятся на основе паспортных данных РТ:

$$\left. \begin{aligned} Z4 &= \frac{U_k}{200} \frac{U_p^2}{S_{PT}}; \quad Z5 = \frac{U_k}{200} \frac{U_p^2}{S_{PT}}; \\ ZH &= \frac{100}{I_{k,x}} \frac{U_b^2}{S_{PT}}; \quad k3 = \frac{U_p}{U_b} \exp \left(j \frac{\pi}{6} \text{ ГР} \right), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $k3$ — комплексно-сопряженное значение $k3$; U_k — напряжение к. з. (%); U_b — номинальное напряжение возбуждающей обмотки; U_p — напряжение регулировочной обмотки на требуемой отпайке; S_{PT} — мощность РТ; $I_{k,x}$ — ток холостого хода (%); ГР — группы соединений обмоток РТ; $D2 = k^2 \cdot Z4 + Z5$ — вспомогательная величина. Для РТ принята Т-образная схема замещения, у которой сопротивление обеих частей схемы принято равным половине общего сопротивления.

Следует также отметить, что сопротивления, вычисленные по (2) и (4), в принципе могут быть представлены в комплексной форме, если исходных данных достаточно для выделения активной и реактивной составляющих. В этом случае схема замещения позволит правильно рассчитать активные потери в АТ и РТ.

Правильный учет тока намагничивания в схемах замещения в общем случае сложен [10]. При расчетах установившихся режимов им часто

пренебрегают. Однако в предлагаемой схеме замещения представляется целесообразным сохранить влияние тока намагничивания по следующим соображениям. Во-первых, учет его даже в упрощенном виде $ZM = \text{const}$, $ZH = \text{const}$ позволяет рассчитывать потери холостого хода в АТ и РТ в режиме небольших отклонений от номинального напряжения. При необходимости учета нелинейности ветви намагничивания на каждом шаге итерационного процесса определяется новое значение ZM и ZH и соответственно пересчитываются параметры схемы замещения. Для составляющих нулевой последовательности ток намагничивания заметно увеличивается по сравнению с этим током в симметричном режиме [9]. В этом случае учесть такое увеличение можно вводом соответствующего коэффициента, что и будет сделано при формировании схемы замещения для составляющих нулевой последовательности.

Расчет матрицы проводимостей агрегата АТ—РТ производится на основе сведений о соединении АТ и РТ между собой. Для этого все узлы агрегата нумеруются и указывается, к какому узлу подключен каждый вывод АТ и РТ. Например, для схемы агрегата, представленного на рис. 3, соединение АТ и РТ можно представить таблицами:

Обозначение выводов АТ	B	C	01	H	02
Номера узлов	1	2	3	5	0
Обозначение выводов РТ1	P1	OP1	B1	OB1	
Номера узлов	3	4	5	0	
Обозначение выводов РТ2	P2	OP2	B2	OB2	
Номера узлов	4	0	5	0	

Для получения результирующей матрицы с порядком $n \times n$ (где n — количество нумерованных узлов) производится поэлементное суммирование элементов матриц Y_{AT} и Y_{PT} с одинаковыми индексами узлов. Другими словами, суммируются проводимости тех узлов АТ и РТ, которые сходятся в объединяющем их узле. Эту операцию можно представить как предварительное расширение матриц Y_{AT} и Y_{PT} до размера $n \times n$, заполнение нулями введенных элементов и последующее суммирование этих матриц:

$$Y = Y'_{AT} + \sum_{i=1}^{i=N} Y'_{PTi}, \quad (5)$$

где N — количество РТ; штрихом обозначены расширенные матрицы.

Матрица Y неособая в отличие от исходных Y_{AT} и Y_{PT} , поскольку в ней исключены элементы нулевого узла.

Нахождение эквивалентной проводимости относительно заданных узлов эквивалентирования. Необходимость этой операции объясняется тем, что для решения практических задач не всегда требуется ввод в схему энергосистемы агрегата АТ—РТ всеми его узлами. Для решения задач

потокораспределения и устойчивости достаточно узлов 1 и 2 (В и С, рис. 3), для других задач, например, расчета режимов к. з., требуется большое количество узлов или даже все узлы.

Операция эквивалентирования производится в два этапа. На первом этапе производится перестройка столбцов и строк матрицы Y так, чтобы на первом месте в возрастающем порядке стояли элементы узлов эквивалентирования. Затем эта матрица разбивается на блоки

$$Y_{ij} = \begin{bmatrix} Y_{gh} & Y_{gf} \\ Y_{eh} & Y_{ef} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где индексы i, j пробегают значения всех узлов, g, h — узел эквивалентирования, e, f — исчезающих узлов.

На основе (6) составляется уравнение

$$\begin{bmatrix} I_g \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{gh} & Y_{gf} \\ Y_{eh} & Y_{ef} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_h \\ U_f \end{bmatrix},$$

решение которого позволяет найти эквивалентную проводимость в виде матрицы, связывающей I_g и U_h :

$$Y_g = Y_{gh} - Y_{gf} Y_{ef}^{-1} Y_{eh}. \quad (7)$$

Расчет элементов схемы замещения. Схема замещения формируется в виде $(C+1)$ -угольника (рис. 4), где C — количество узлов эквивалентирования. Каждый элемент может содержать комплексное сопротивление и идеальный трансформатор. Расчет параметров этих элементов производится на основе Y_g путем приравнивания элементов этой матрицы соответствующим величинам, полученным из схемы замещения.

Рассмотрим элемент схемы $g-h$ (рис. 4). Взаимная проводимость этих узлов равна соответствующему элементу матрицы Y_g :

$$y_{gh} = -\frac{\dot{k}_{g-h}}{Z_{g-h}}; \quad y_{hg} = -\frac{\dot{k}_{g-h}^*}{Z_{g-h}}. \quad (8)$$

Если \dot{k} представить в показательной форме $\dot{k} = k \exp(j\alpha)$, $\dot{k}^* = k \exp(-j\alpha)$,

то аргументы определяются из соотношения

$$\frac{y_{gh}}{y_{hg}} = \frac{\dot{k}_{g-h}}{\dot{k}_{g-h}^*} = \exp(j2\alpha) = \cos 2\alpha_{g-h} + j \sin 2\alpha_{g-h}. \quad (9)$$

Модули коэффициентов трансформации необходимо определять из дополнительного условия, поскольку неизвестных параметров ветви (рис. 4) три, а уравнений (8) два. Таким дополнительным условием будет требование, чтобы модули коэффициентов трансформации идеальных трансформаторов были равны отношению номинальных

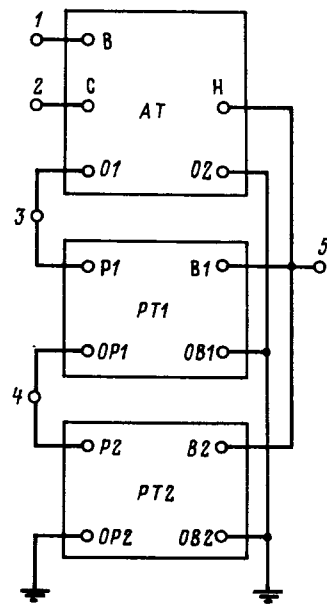


Рис. 3. Пример схемы соединений АТ с двумя РТ

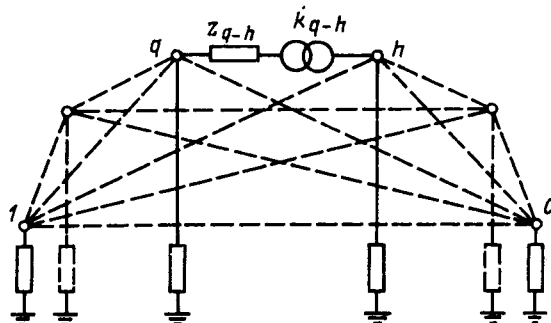


Рис. 4. Схема замещения АТ-РТ в общем виде

напряжений узлов, которые данная ветвь связывает, т. е.

$$k_{g-h} = \frac{U_g}{U_h}, \quad (10)$$

где g и h , как и ранее, пробегают номера узлов эквивалентирования, причем $h > g$.

Наконец, из (8) определяется комплексное сопротивление

$$Z_{g-h} = -\frac{k_{g-h}}{y_{gh}} = -\frac{k_{g-h} \exp(j\alpha)}{y_{gh}}. \quad (11)$$

На последнем этапе определяются значения для элементов, связанных с землей (общей нулевой точкой). Поскольку собственная узловая проводимость есть сумма проводимостей всех ветвей, сходящихся в узле, неизвестная проводимость равна

$$\frac{1}{Z_{g-0}} = y_{gg} - \sum_{h=g+1}^{h=C} y_{gh}, \quad (12)$$

где Z_{g-0} — сопротивление ветви, связанной с землей; y_{gg} — значение элемента матрицы Y_3 , относящегося к узлу эквивалентирования g ; y_{g-h} — проводимость ветви, приведенная к узлу g ; индексы g и h пробегает значения узлов эквивалентирования. Теперь все элементы схемы замещения известны.

Схема замещения нулевой последовательности. С целью получения схемы замещения для составляющих нулевой последовательности необходимо повторить расчеты до формулы (7) включительно, в которых, как было сказано выше, учитывается увеличение тока намагничивания. Пересчитывается сопротивление намагничивания в формулах (2) и (4):

$$ZM = \frac{100}{I_{x,x} K_m} \frac{U_{н.в}^2}{S_{AT}}; \quad ZH = \frac{100}{I_{x,x} K_n} \frac{U_b^2}{S_{PT}}, \quad (13)$$

где K_m и K_n — коэффициенты увеличения намагничивающего тока для составляющих нулевой последовательности.

Обязательным требованием является включение в узлы эквивалентирования тех узлов, которые соответствуют обмоткам, соединенным в треугольник. В результате расчетов по формуле (7) получается матрица проводимостей Y_{30} , которая разбивается на блоки по принципу выделения узлов, соответствующих обмоткам, соединенным в треугольник. Поскольку ток нулевой последовательности замкнут в треугольник накоротко, это эквивалентно замыканию этих узлов на землю, а этой операции соответствует уравнение

$$\begin{bmatrix} Y_{ab} & Y_{ad} \\ Y_{cb} & Y_{cd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_b \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_c \end{bmatrix}, \quad (14)$$

в котором индексы a и b пробегает значения незакороченных узлов, а индексы c и d — закороченных. Из этого уравнения следует

$$Y_{ab} U_b = I_a, \quad (15)$$

т. е. блок Y_{ab} есть эквивалентная матрица узловых проводимостей для составляющих нулевой последовательности.

Далее на основе Y_{ab} строится схема замещения, аналогичная показанной на рис. 4, у которой число полюсов отличается и равно C_0 . Расчеты параметров ее элементов ведутся по формулам (8) и (12).

Выводы. 1. Схема замещения автотрансформатора, работающего совместно с регулировочными трансформаторами, количество которых не ограничено, может быть получена в виде $(C+1)$ -полюсника, элементы которого содержат комплексные сопротивления и идеальные трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации.

2. Регулировочные трансформаторы могут

иметь любую группу соединения, что означает возможность получения схем замещения агрегатов АТ—РТ для случаев продольного, поперечного и смешанного регулирования.

3. Схемы могут быть получены для любого заданного количества полюсов, они могут включаться в общие схемы замещения энергосистемы и использоваться как для расчета нормальных режимов, так и режимов коротких замыканий, сложных повреждений и т. д. Использование таких схем исключает необходимость разработки методов расчета различных режимов с учетом АТ—РТ и в то же время позволяет применить для этих целей соответствующие программы для ЭВМ.

Приложение. 1. Пример получения схемы замещения АТ, работающего с РТ, включенным по перекрестной схеме (рис. 5), т. е. осуществляющим смешанное — продольное и в небольшом диапазоне поперечное — регулирование.

Паспортные данные АТ: $S_{AT}=240$ МВ·А; $U_{н.в}=330$ кВ; $U_{н.с}=242$ кВ; $U_{н.н}=11$ кВ; $U_{к.в-с}=6,91\%$; $U_{к.в-н}=67,9\%$; $U_{к.с-н}=58\%$; $ГC=0$; $ГH=11$, $I_{x,x}=0,5\%$.

Расчет по формулам (2) дает следующие значения промежуточных величин: $Z1=j38,1376$; $Z2=-j3,648$; $Z3=j0,299954$; $k1=30 \exp(-j30^\circ)$; $k2=22 \exp(-j30^\circ)$; $ZM=j90750$.

На основе этих данных вычисляется матрица (1) (узел 02 в данном случае не нужен, так как обмотка низшего напряжения не имеет последовательных соединений):

	В	С	01	Н
В	$-j0,03207259$	$+j0,04486267$	$-j0,01279008$	$-0,01240048 - j0,02147826$
С	$+j0,04486267$	$-j0,06981889$	$+j0,02495622$	$+0,09506783 + j0,1646623$
$Y_{AT}=01$	$-j0,01279008$	$+j0,02495622$	$-j0,01216614$	$-0,08266735 - j0,1431841$
Н	$+0,01240048 - j0,02147826$	$-0,09506784 + j0,1646623$	$+0,08266736 - j0,1431841$	$-j3,438956$

Паспортные данные РТ: $S_{PT}=15,15$ МВ·А; $U_b=11$ кВ; $U_p=31,4$ кВ (крайние положения пере-

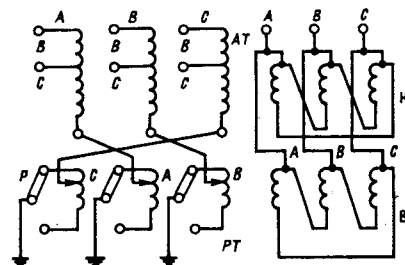


Рис. 5. Трехфазная схема соединений АТ—РТ с продольно-поперечным регулированием

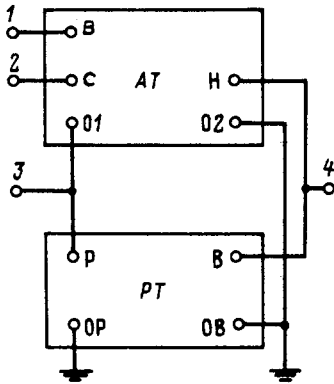


Рис. 6. Схема соединений АТ-РТ

ключателя); $I_{x,x}=0,5\%$; ГР-7 (для схемы рис. 5); $U_k=9,5\%$.

Эти данные позволяют рассчитывать промежуточные величины по формулам (4): $Z_4=j0,383166$; $Z_5=j3,122207$; $ZH=j1613,33$; $k_3=2,8545 \exp(-j150^\circ)$.

На основе полученных величин рассчитывается матрица (3) (узлы 0В и 0Р не нужны, поскольку через них не осуществляется последовательное соединение с другими РТ):

	Р	В
Р	$-j0,1617446$	$+0,2308536 - j0,3998502$
В	$-0,2308536 - j0,3998502$	$-j1,317964$

В однофазном исполнении схема соединений АТ и РТ показана на рис. 6. Ей соответствуют таблицы соединений АТ

Обозначение выводов АТ	В	С	01	Н	02
Номера узлов	1	2	3	4	0
Обозначение выводов РТ	Р	0Р	В	0В	
Номера узлов	3	0	4	0	

На основе этих таблиц суммируем матрицы проводимостей АТ и РТ (5):

	1	2	3	4
1	$-j0,03207259$	$+j0,04486267$	$-j0,01279008$	$0,01240048 - j0,02147826$
2	$+j0,04486267$	$-j0,06981889$	$+j0,02495622$	$+0,09506783 + j0,1646623$
3	$-j0,01279008$	$+j0,02495622$	$-j0,1739107$	$+0,1481862 - j0,5430343$
4	$+0,01240048 - j0,02147826$	$-0,09506784 + j0,1646623$	$-0,1481862 - j0,5430343$	$-j4,756916$

Рассмотрим полную схему замещения, пригодную для расчетов токов к.з. и других режимов (рис. 7).

По формулам (9), (10) и (11) находим параметры диагональных элементов. Примем $q=1$, $h=2$. Из (9) следует

$$\frac{0,04486267}{0,04486267} = \exp(j2\alpha_{1-2}), \quad \alpha_{1-2}=1.$$

Из (10)

$$k_{1-2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_b}{U_c} = \frac{330}{242} = 1,36.$$

Из (11) значение комплексного сопротивления равно

$$Z_{1-2} = -\frac{1,36}{j0,044862} = +j30,39 \text{ Ом}.$$

Аналогично определяются параметры других ветвей:

$$Z_{1-3} = -j821,6957 \text{ Ом}; \quad k_{1-3} = 10,5;$$

$$Z_{1-4} = -j1209,631 \text{ Ом}; \quad k_{1-4} = 30 \exp(-j30^\circ);$$

$$Z_{2-3} = +j308,8211 \text{ Ом}; \quad k_{2-3} = 7,7;$$

$$Z_{2-4} = +j115,7069 \text{ Ом}; \quad k_{2-4} = 22 \exp(-j30^\circ).$$

Рассмотрим подробнее определение параметров ветви 3-4 ($g=3$, $h=4$). Из (9) следует:

$$\cos 2\alpha_{3-4} + j \sin 2\alpha_{3-4} = \frac{+0,1481862 - j0,5430343}{-0,1481862 - j0,5430343} = 0,8613889 + j0,5079461,$$

откуда $2\alpha_{3-4} = 30,52712$ град, т. е. $\alpha_{3-4} = 15,26$ град.

$$k_{3-4} = \frac{31,4 \text{ кВ}}{11 \text{ кВ}} = 2,85.$$

$$Z_{3-4} = \frac{2,854545 \exp(+j15,52712^\circ)}{+0,1481862 - j0,5430343} = +j5,07 \text{ Ом}.$$

Наконец, с помощью формул (12) определяются значения сопротивлений, связывающих узлы с общим узлом (землей): $Z_{1-0} = +j821,69$; $Z_{2-0} = -j308,82$; $Z_{3-0} = +j3,19$; $Z_{4-0} = +j0,3419$ (все в омах).

Если требуется участие в расчете не всех узлов, то, как указывалось выше, производится эквивалентирование относительно заданных узлов.

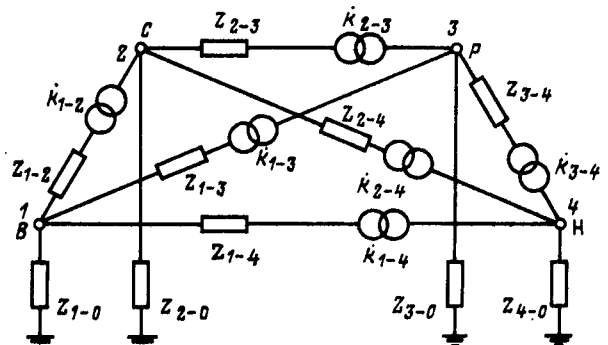


Рис. 7. Схема замещения АТ-РТ в виде (4+1)-полюсника

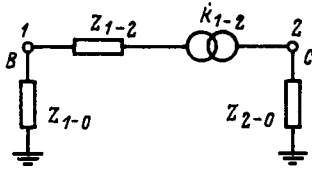


Рис. 8. Схема замещения АТ—РТ при эквивалентировании относительно двух узлов

Рассмотрим пример выделения узлов 1 и 2. Перестановка элементов матрицы узловых проводимостей Y не требуется. Используя (7), получаем

$$\begin{aligned}
 Y_3 = & \begin{bmatrix} -j0,03207259 & +j0,04486267 \\ +j0,04486267 & -j0,06981889 \end{bmatrix} \\
 & \times \begin{bmatrix} -j0,1279008 & -0,01240048 - j0,02147826 \\ +j0,02495622 & +0,09506784 + j0,1646623 \end{bmatrix} \\
 & \times \begin{bmatrix} -j0,1739107 & +0,1481862 - j0,5430343 \\ 0,1481862 - j0,5430343 & -j4,756916 \end{bmatrix} \\
 & \times \begin{bmatrix} -j0,01279007 & +j0,02495622 \\ 0,01240048 - j0,02147826 & -0,09506784 + j0,1646623 \end{bmatrix} \\
 = & \begin{bmatrix} -j0,03083018 & 0,001430032 + j0,04264362 \\ +0,001430032 + j0,04264362 & -j0,059006345 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Схема замещения получается в виде (2+1)-полюсника (рис. 8); ее параметры определяются по формулам (9), (10), (12): $Z_{1-2} = +j31,95$ Ом; $k_{1-2} = 1,36 \exp(+j1,92^\circ)$; $Z_{1-0} = -j2176,8$ Ом; $Z_{2-0} = +j1135,85$ Ом.

2. Для широко распространенного агрегата АТ—РТ с продольным регулированием напряжения, с соединением обмоток АТ $Y/Y/\Delta$ и ГС-0, у которого РТ включен со стороны нейтралей (рис. 5, 6), на основе изложенной ме-

тодики получены формулы, по которым можно сразу рассчитать параметры схемы замещения (рис. 7):

$$\left. \begin{aligned}
 Z_{B-C} &= \frac{D1}{k^2 \cdot Z3}; \quad k_{B-C} = \frac{k1}{k2}; \quad \alpha_{B-C} = 0; \\
 Z_{B-P} &= \frac{-k1 \cdot D1}{k3((k1 \cdot k2 - k^2)Z3 - Z2)}; \quad k_{B-P} = \frac{k1}{k3}; \\
 \alpha_{B-P} &= 0; \\
 Z_{B-H} &= \frac{D1}{Z2}; \quad k_{B-H} = k1; \quad \alpha_{B-H} = \frac{\pi}{6} \text{ ГН}; \\
 Z_{C-P} &= \frac{-k2 \cdot 01}{k3((k1 \cdot k2 - k^2)Z3 - Z1)}; \quad k_{C-P} = \frac{k2}{k3}; \\
 \alpha_{C-P} &= 0; \\
 Z_{C-H} &= \frac{D1}{Z1}; \quad k_{C-H} = k2; \quad \alpha_{C-H} = \frac{\pi}{6} \text{ ГН}; \\
 Z_{P-H} &= \frac{k3 \cdot D1 \cdot D2}{k3 \cdot D1 - (k1 \cdot Z2 + k2 \cdot Z1)D2}; \\
 k_{P-H} &= k3; \quad \alpha_{P-H} = \frac{\pi}{6} \text{ ГН}; \\
 Z_{B-0} &= -Z_{B-P}; \quad Z_{C-0} = -Z_{C-P}; \\
 Z_{P-0} &= \frac{D1}{(k1 - k2)^2 Z3 + Z1 + Z2}; \\
 Z_{H-0} &= \frac{D1}{k3(k1 \cdot Z2 + k2 \cdot Z1)}.
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

В этих формулах величины для расчета берутся из (2) и (4); $D1 = k^2 \cdot Z2 \cdot Z3 + k^2 \cdot Z1 \cdot Z3 + Z1 \cdot Z2$; $D2 = k^2 \cdot Z3 \cdot Z4 + Z5$.

Если используемые программы не позволяют вводить комплексные коэффициенты трансформации, то в данном случае можно использовать только их модули так же, как это делается для обычных трансформаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крайз А. Г., Мострюков Л. А. Регулирующие и компенсирующие устройства для оптимизации работы сетей сверхвысокого напряжения.— Электричество, 1961, № 4.
2. Мельников Н. А. Электрические сети и системы.— М.: Энергия, 1969.
3. Сенди К. Современные методы анализа электрических систем.— М.: Энергия, 1971.
4. Чернин А. Б., Лосев С. Б. Основы вычислений электрических величин для релейной защиты при сложных повреждениях в электрических системах.— М.: Энергия, 1971.
5. Петров С. Я., Бергер П. А. Инженерный метод расчета токов к. з. при повреждении регулировочной обмотки автотрансформаторов 500—750 кВ. — В кн.: Автоматическое управление энергосистемами в аварийных режимах. М.: Энергоиздат, 1981.
6. Беляков Ю. С. Схемы замещения автотрансформаторов с вольтодобавочными трансформаторами. — В кн.: Развитие энергоснабжения Севера европейской части СССР. Апатиты: Кольский филиал АН СССР, 1978.
7. Попов В. А. Расчет токов короткого замыкания в электрических системах, имеющих трансформаторы с про-

дольно-поперечным регулированием. — Изв. вузов. Энергетика, 1970, № 11.

8. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. — М.— Л.: ГЭИ, 1961.

9. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные про-

цессы в энергетических системах. — М.: Энергия, 1964.

10. Пинцов А. М. Уравнения и схемы замещения трансформаторов с учетом тока намагничивания. — Электричество, 1976, № 4.

[04.02.86]

УДК 621.315.615.001.5

Разложение изоляционных жидкостей под действием частичных разрядов, тепла и ультразвукового поля

АРАКЕЛЯН В. Г., ДАРЬЯН Л. А., ЛОХАНИН А. К.

ВЭИ имени В. И. Ленина

Выход из строя маслонаполненного электрооборудования и, в частности, силовых электрических конденсаторов связан со структурными изменениями компонентов изоляции и в первую очередь наиболее слабого ее звена — жидкой фазы. Эти изменения происходят под воздействием различных факторов: электрических, тепловых, климатических и т. д.

В настоящее время принято, что основной причиной электрического старения комбинированной конденсаторной изоляции являются частичные разряды (ЧР), возникающие в областях с повышенной напряженностью электрического поля [1]. Результатом воздействия ЧР является в конечном счете образование газовых включений из продуктов разложения изоляции. Интенсивность ЧР в этих включениях возрастает, что приводит к быстрому выходу из строя изоляции.

Процесс газообразования в комбинированной изоляции происходит также при тепловом воздействии. При этом, помимо газообразных продуктов разложения изоляции, образующихся при термической деструкции, значительно облегчаются условия возникновения ЧР, и процесс деградации изоляции идет более интенсивно. Таким образом, срок службы комбинированной конденсаторной изоляции на переменном и импульсном напряжении определяется способностью изоляционной системы противостоять образованию свободной газовой фазы [1].

Для количественной оценки степени разрушения изоляции используют удельную величину образовавшегося объема газов, приведенную к единице энергии частичных разрядов, имеющую размерность $\text{см}^3/\text{Дж}$ и называемую коэффициентом газообразования [2], либо скорость выделения или поглощения газов. В последнем случае в соответствии с рекомендациями МЭК (Публикация 628) оценку выполняют двумя методами в так называемых реакторах с «ионизированным газовым промежутком», электродная система

которого выполнена по схеме «коаксиальных цилиндров»: высоковольтный электрод располагается в стеклянном корпусе, залитом испытуемой жидкостью, так что часть электрода находится несколько выше уровня жидкости. Низковольтным электродом является внешняя поверхность корпуса с нанесенным на нее проводящим покрытием.

Первый метод заключается в измерении скорости выделения или поглощения газов в течение двух часов в атмосфере водорода при температуре 80°C и напряжении 10 кВ. Этот метод рекомендуется применять для изоляционных жидкостей, используемых в замкнутых системах, таких как кабели и конденсаторы.

Второй метод заключается в определении количества газа, выделенного или поглощенного за более длительное время. Оценка производится в атмосфере азота за время выдержки 18 ч при температуре 80°C и напряжении 12 кВ.

Следует отметить, что в обоих методах электрическое поле прикладывается как к маслу, так и к газовому пространству над ним. Разрушение изоляционной жидкости происходит в результате бомбардировки ее поверхности частицами, образующимися при разряде в газовой фазе. В реальных конденсаторах, где первопричиной газообразования из масел считаются скользящие разряды с краев обкладок [3], разрушение жидкости происходит иначе. В связи с этим наиболее целесообразным является оценка газообразования в различных конденсаторных жидкостях при моделировании в них скользящих разрядов. Это позволяет помимо суммарного газовыделения установить отношения концентраций образующихся газов при скользящих разрядах с целью диагностики конденсаторов.

В статье приведены результаты экспериментальных исследований разложения изоляционных жидкостей под действием ЧР, тепла и ультразвуковых колебаний с целью разработки новой мето-

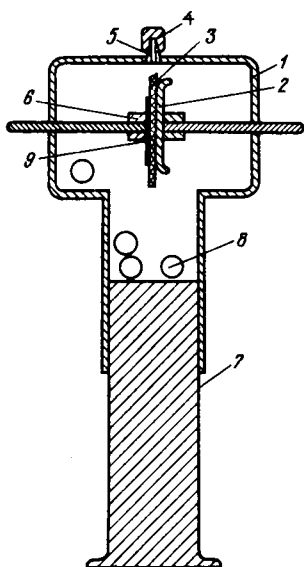


Рис. 1. Прибор для исследования стойкости изоляционных жидкостей к газообразованию при воздействии ЧР

дики определения стойкости изоляционных жидкостей к газообразованию.

1. *Исследование разложения изоляционных жидкостей под действием частичных разрядов.* Схема испытательного прибора приведена на рис. 1. Прибор состоит из стеклянного корпуса 1 с притертым поршнем 7. Высоковольтный электрод 6 имеет меньший диаметр по сравнению с заземленным 2. Между электродами расположен стеклянный экран 3, а между экраном и электродом высокого напряжения 6 расположена фольга специальной конфигурации 9, с которой инициируются скользящие разряды. При подготовке эксперимента в прибор без поршня заливается заранее дегазированная и осушенная исследуемая жидкость; прибор устанавливается в термошкаф и выдерживается там при температуре 65 °С и остаточном давлении 1 мм рт. ст. в течение суток. После этого устанавливается поршень и воздух сбрасывается через штуцер 5. Отбор пробы жидкости на хроматографический анализ осуществляется посредством выдавливания объема жидкости поршнем 7 из штуцера 5, на который для этой цели надевается медицинская игла. Анализ изоляционных жидкостей на газосодержание производится по ранее разработанной методике [4]. В процессе испытаний штуцер 5 герметично закрывается насадочной головкой 4. Перед отбором пробы исследуемая жидкость тщательно перемешивается с целью растворения пузырьков и для равномерного распределения газообразных продуктов разложения жидкости по всему объему. Перемешивание производится с помощью специальных шариков 8.

Исследованию были подвергнуты три сорта

касторовых масел: отечественное медицинское, отечественное техническое и индийское медицинское. Различие этих масел состоит в условиях выращивания сырья, в технологии выделения масел и их очистки.

В качестве критерия для сравнения испытуемых жидкостей на стойкость к газообразованию принималась скорость образования продуктов разложения при прочих равных условиях (напряженность электрического поля, электродная система, технология подготовки жидкостей и т. д.) Кроме того, построение зависимостей в таких координатах удобно с точки зрения сравнения жидкостей при различных видах энергетического воздействия.

Длительность экспериментов доходила до 25 ч при напряжении промышленной частоты 16 кВ. Исходный объем масла равнялся 225 см³.

Расчет скорости образования компонентов выполнялся на основе определения объемов каждого компонента с учетом снижения общего объема изоляционной жидкости в приборе за счет отбора части жидкости на хроматографический анализ.

По результатам анализов рассчитаны скорости (средние) образования газов (табл. 1). Видно, что разложение изоляционных жидкостей под действием ЧР характеризуется ростом всех определяемых компонентов, при этом основным компонентом является водород, который к тому же, как известно, обладает наименьшей растворимостью. Можно считать, что наиболее характерными газами, выделяющимися при воздействии ЧР, являются водород и углеводороды группы C₂. Как видно из табл. 1, окислы углерода также выделяются активно, но далее при сравнении с другими видами воздействий станет очевидным, что их выделение нельзя считать характерным. Суммарная скорость образования компонентов является скоростью газообразования и используется для характеристики пригодности изоляционной жидкости в качестве изоляции в конденсаторах.

В соответствии со средней скоростью газообразования исследуемые изоляционные жидкости располагаются в следующий ряд по мере убывания стойкости к газообразованию: отечественное техническое касторовое масло, индийское медицинское и отечественное медицинское касторовые масла.

2. *Исследование разложения изоляционных жидкостей под действием тепла.* Исследованию подвергались три типа касторовых масел: отечественные медицинское и техническое и индийское медицинское. Дегазация и сушка масел производилась непосредственно в стеклянных шприцах емкостью 10 мл, которые без поршней и в заполненном состоянии помещались в термовакуумный шкаф, где выдерживались при температуре 65—70 °С и остаточном давлении

Таблица 1

Изоляционная жидкость (касторовое масло)	Средняя скорость роста количества газов (верхние строчки, мкл/мин) и относительная (по водороду) скорость газообразования (нижние строчки) под действием ЧР для различных компонентов								Суммар- ная скорость
	H ₂	CH ₄	CO	CO ₂	C ₂ H ₄	C ₂ H ₆	C ₂ H ₂	C ₃	
Отечественное техническое	0,0042 1,0	0,0003 0,07	0,0006 0,14	0,0035 0,83	0,0004 0,1	0,0007 0,17	0,0005 0,12	0,0004 0,1	0,0106
Отечественное медицинское	0,066 1,0	0,0083 0,13	0,029 0,44	0,018 0,27	0,0127 0,19	0,003 0,05	0,0289 0,44	0,020 0,3	0,186
Индийское медицинское	0,097 1,0	0,0069 0,07	0,0194 0,20	0,0183 0,19	0,012 0,12	0,0027 0,03	0,0027 0,03	0,0024 0,03	0,161

Таблица 2

Изоляционная жидкость (касторовое масло)	Темпера- тура, °C	Средняя скорость роста объема газов (верхние строчки, мкл/мин) и относительная скорость газов (верхние строчки) при термическом воздействии для различных компонентов								Суммарная скорость
		H ₂	CH ₄	CO	CO ₂	C ₂ H ₄	C ₂ H ₆	C ₂ H ₂	C ₃	
Отечественное техническое	60									0,0027
	70									0,0043
	80	0,002 1,0	0	0,0005 0,25	0,00457 2,3	0	0	0	0	0,0071
	90	0,0022 1,0	0	0,00078 0,35	0,00705 3,2	0	0	0	0	0,01
	100									0,0152
	110	0,00273 1,0	0	0,00168 0,62	0,015 5,5	0	0,0008 0,3	0	0	0,0202
	120									0,0315
Отечественное медицинское	130	0,0033 1,0	0	0,00343 1,04	0,0303 9,2	0	0,0072 2,2	0	0,0027 0,82	0,047
	60	0,01378 1,0		0,00095 0,07	0,00861 0,62	0	0	0	0	0,0233
	70	0,023 1,0	0	0,00182 0,08	0,01534 0,67	0	0,00234 0,1	0	0,00023 0,1	0,0427
	80									0,078
	90	0,06827 1,0	0,00039 0,01	0,00723 0,11	0,05225 0,77	0	0,01021 0,15	0	0,00093 0,01	0,139
	100	0,1069 1,0	0,00066 0,12	0,01276 0,81	0,08656 0,81	0	0,01873 0,18	0	0,00167 0,02	0,227
	110	0,1672 1,0	0,00113 0,01	0,0225 0,13	0,1434	0	0,03436 0,21	0	0,00299 0,02	0,372
Индийское медицинское	120									0,601
	130									0,941
	60									0,0016
	70	0,0003 1,0	0	0,00043 1,45	0	0	0,00235 7,9	0	0,00281 1,0	0,0029
	80									0,0055
	90	0,00226 1,0	0	0,00128 0,57	0	0	0,00361 1,6	0	0,00037 0,16	0,0098
	100									0,016
	110	0,0121 1,0	0,0018 0,04	0,00313 0,26	0,0056 0,46	0	0,0051 0,42	0	0,00046 0,04	0,027
	120									0,044
	130	0,0573 1,0	0,00045 0,01	0,0038 0,07	0,0063 0,11	0	0,0071 0,12	0	0,00056 0,01	0,068

1 мм рт. ст. в течение суток. Качество дегазации определялось по результатам хроматографического анализа начальной пробы. По окончании процесса сушки и дегазации собранные и загерметизированные шприцы помещались в термощаф при фиксированной температуре. Эксперимент проводился в диапазоне температур 60—130 °C. Продолжительность одного эксперимента составляла 6—8 ч. Анализ касторовых масел на газосодержание производился через каждые 30—40 мин. Полученные значения скоростей роста объемов отдельных компонентов были обработаны в виде зависимости их логарифмов от обратной абсолютной температуры.

Таблица 3

Изоляционная жидкость	Средняя скорость роста объемов газов (верхние строчки, мкл/мин) и относительная скорость газообразования (по водороду, нижние строчки) в изоляционных жидкостях при ультразвуковом воздействии								t_1	t_2
	H ₂	CH ₄	CO	CO ₂	C ₂ H ₄	C ₂ H ₆	C ₂ H ₂	C ₃		
Трансформаторное масло	6,30 1	6,81 1,1	26,51 4,2	10,23 1,6	17,7 2,8	1,29 0,2	3,81 0,6	6,36 1,0	30	4
Конденсаторное масло	4,50 1,0	4,50 1,0	15,0 3,3	6,0 1,3	12,0 2,7	0,87 0,19	3,0 0,67	4,41 0,98	50	15
Отечественное техническое касторовое масло	1,26 1,0	1,17 0,93	2,49 1,96	1,80 1,43	4,98 4,0	0,27 0,21	1,17 0,93	0,81 0,64	175	50
Отечественное медицинское касторовое масло	3,0 1,0	3,0 1,0	5,1 1,7	9,9 3,3	18,6 6,2	0,81 0,27	0,81 0,27	2,1 0,7	90	25
Индийское медицинское касторовое масло	4,35 1,0	4,29 1,0	5,13 1,18	5,1 1,18	6,87 1,58	0,63 0,14	2,01 0,46	1,5 0,34	60	15
«ОКА»	3,9 1,0	3,99 1,0	3,99 1,0	1,29 0,3	5,46 1,4	0,9 0,23	0,99 0,25	1,83 0,47	70	0
Диоктифталат	16,5 1,0	11,4 0,71	48,0 2,9	28,2 1,7	17,1 1,0	2,13 0,13	6,9 0,42	4,2 0,25	40	8
ПЭТ5—9СЖК	9,6 1,0	8,1 0,84	37,5 3,9	30,0 3,1	21,0 2,2	1,62 0,17	3,6 0,4	3,9 0,41	30	8

Примечание. t_1 — интервал расчетного времени (мин); t_2 — инкубационный период (мин).

В табл. 2 представлены результаты этой аппроксимации.

Характерно для теплового разложения касторовых масел в исследуемом диапазоне температуры полное отсутствие таких компонентов, как ацетилен и этилен. Другие углеводороды группы C₁, C₂, C₃ появляются только при повышенном уровне температуры. Так, например, для технического касторового масла появление C₃ наблюдается только при 130 °С, а метан не зарегистрирован во всем диапазоне, в то время как для медицинского касторового масла эти компоненты появились уже при 70 °С. Основными характерными для теплового разложения газами являются водород и окислы углерода, из которых двуокись образуется в преобладающем количестве.

Сумма средних скоростей роста объемов газов рассчитана на основе имеющихся экспериментальных данных и привлечения той же аппроксимации: логарифма скорости от обратной абсолютной температуры. Эта характеристика позволяет оценить сорта касторового масла. Из табл. 2 видно, что отечественное техническое и индийское медицинское касторовые масла близки по газообразованию под действием тепла.

а отечественное медицинское касторовое масло менее стойко к разложению.

Сравнивая газообразование в касторовых маслах под действием ЧР и тепла, можно заметить, что кроме существенных различий в характерных газах, наблюдается различие в соотношении CO₂/CO. При ЧР скорость роста CO и CO₂ всегда меньше, чем водорода, и отношение CO/CO₂ приближается к единице. Для теплового разложения количество CO₂ может быть намного больше водорода, а соотношение CO/CO₂ намного меньше 0,5.

При воздействии теплового поля разрыв связей в молекуле жидкого диэлектрика происходит в соответствии с прочностью связей, и потому тепловое поле затрагивает в первую очередь слабую группу связей и генерирует главным образом CO₂ (не без участия окислительных процессов) и H₂.

Частичные разряды приводят к более глубокому развалу молекулы на мелкие фрагменты и элементы с дальнейшей их рекомбинацией. Поэтому в последнем случае мы имеем больший и более ровный спектр газов.

3. Исследование разложения изоляционных жидкостей в ультразвуковом поле. Исследование

разложения изоляционных жидкостей в ультразвуковом поле было проведено исходя из предположения, что появлением ультразвуковых колебаний сопровождаются многие электротехнические явления в устройствах, работающих как на переменном токе (трансформаторы и реакторы), так и в импульсных режимах (импульсные конденсаторы). Физические основы воздействия энергии ультразвука хорошо изучены [5], но последствия, к которым приводят эти воздействия не всегда известны. Так, оставалось неясным, какова может быть степень воздействия ультразвуковых колебаний на изоляционные жидкости, используемые в электрооборудовании.

Исследование выполнялось в открытой ультразвуковой ванне объемом 1,2 л мощностью 80 Вт при частоте 47 кГц. Объем исследуемой жидкости составлял 0,3 л. Испытания были подвергнуты различные изоляционные жидкости с целью определения результатов воздействия ультразвукового поля. Результаты исследования представлены в табл. 3.

Как видно из табл. 3, все испытуемые изоляционные жидкости вне зависимости от их химической природы подвержены разложению с образованием тех же легких газов, что и в случае разложения под действием ЧР: водорода, окислов углерода и углеводородов группы C_1-C_3 . Характерной особенностью ультразвукового воздействия является преимущественное образование этилена и окиси углерода. Средняя суммарная скорость газообразования позволяет расположить жидкости в ряд по степени сопротивляемости ультразвуковому воздействию, представляющему собой, как известно, совокупность воздействия высокого давления и высокой температуры, а следовательно, имеющего много общего с воздействием ЧР и тепла.

Ультразвуковое воздействие может обладать некоторым инкубационным периодом, т. е. продукты разложения возникают не сразу. Это связано с образованием в жидкости полостей, на которых и происходят кавитационные процессы. Естественно, что способность жидкости сопротивляться образованию полостей и газовых пузырей положительно характеризует ее с точки зрения устойчивости к разложению. Но и после образования центров кавитации по всей массе жидкости скорости образования легких газов значительно различаются для разных жидкостей. На рис. 2 показаны зависимости увеличения газосодержания под действием ультразвука от времени воздействия для различных изоляционных жидкостей. В качестве обобщающего параметра на рис. 2 представлено суммарное газообразование, включающее водород, окислы углерода и углеводороды группы C_1-C_3 , но без O_2 , N_2 и H_2O .

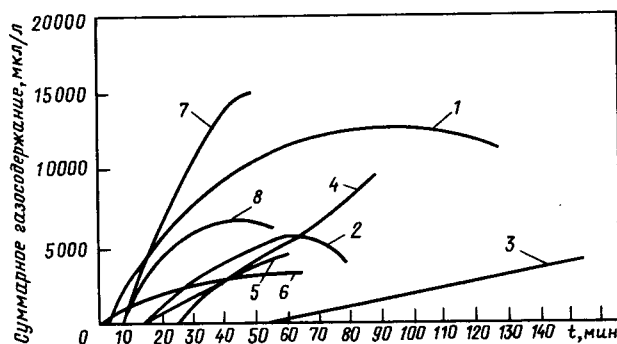


Рис. 2. Зависимости увеличения газосодержания под действием ультразвука от времени для различных изоляционных жидкостей:

1 — трансформаторное масло; 2 — конденсаторное масло; 3 — касторовое масло техническое отечественное; 4 — касторовое масло медицинское отечественное; 5 — касторовое масло индийское медицинское; 6 — жидкость «ОКА»; 7 — диоктилфталат; 7 — ПЭТ5 — 9СЖК

Поскольку опыты выполнялись в открытой ультразвуковой ванне и в связи с некоторым разогревом (не более $80^\circ C$) исследуемых жидкостей, одновременно с накоплением легких газов происходит и их потеря. Поэтому длительное ведение процесса приводит к замедлению накопления газов в жидкостях, а в некоторых случаях и к снижению их концентрации. Оценка средней скорости образования компонентов проводилась по возможности в начальный период, в сравнительно короткие промежутки времени (20—30 мин).

Наибольшей сопротивляемостью или наименьшим газообразованием обладает отечественное техническое касторовое масло. Сочетание этого параметра с большим инкубационным периодом, еще раз подчеркивающим свойство технического касторового масла противостоять энергетическому воздействию, отражает его отличительные особенности в плане использования в конденсаторах. Диоктилфталат, например, сопротивляется 8 мин, но после этого генерирует большое количество газов (1,5 мкл/мин). Изоляционная жидкость «ОКА», изготовленная на основе касторового масла, характеризуется невысокими скоростями нарастания концентрации компонентов, но теряет свойство сопротивляться образованию центров кавитации, и ее разложение начинается сразу без инкубационного периода.

Простота выполнения исследований газообразования при ультразвуковом воздействии на изоляционную жидкость в сочетании с формированием представления об особом влиянии газообразования на срок службы конденсатора приводит к мысли о возможности применения результатов ультразвукового исследования для оценки пригодности изоляционных жидкостей в тех или иных электротехнических устрой-

Таблица 4

Вид воздействия	Средняя суммарная скорость роста объемов газов (мл/мин), образующихся в касторовых маслах при трех видах энергетического воздействия		
	Отечественное техническое касторовое масло	Индийское медицинское касторовое масло	Отечественное медицинское касторовое масло
ЧР	0,0106	0,161	0,186
Ультразвук	13,95	29,88	43,32
Тепло (130 °С)	0,047	0,068	0,94

ствах, где существенную роль играют уровни концентрации легких газов.

Как видно из табл. 3, касторовые масла превосходят конденсаторное по сопротивляемости газообразованию, не говоря о трансформаторном (приведенном для сравнения). Рассматривая с этих позиций диоктилфталат и эфир пентаэритрита (ПЭТ5—9СЖК), можно сделать заключение об их непригодности для целей конденсаторостроения.

Сравнивая суммарные средние скорости роста объема газообразных продуктов разложения для трех видов энергетического воздействия (табл. 4), можно констатировать, что при ультразвуковом воздействии касторовые масла по мере убывания стойкости к газообразованию располагаются в такой же последовательности, как и при воздействии ЧР и тепла. Спектр газов, выделяющихся в жидкостях в результате воздействия на них ультразвукового поля, идентичен газообразным продуктам разложения, образующимся в тех же жидкостях при воздействии ЧР. Это в определенной степени сближает эти виды энергетического воздействия.

Выводы.

1. Сконструировано устройство, позволяющее выполнять исследования газообразования в изоляционных жидкостях под действием частичных разрядов, исключающее потери образовавшихся газов, обеспечивающее возможность перемещения жидкости и являющееся одновременно

устройством для введения пробы изоляционной жидкости на хроматографический анализ.

2. Показано, что разложение касторовых масел различного качества под действием тепла и частичных разрядов характеризуется выделением легких газов (водорода, окиси и двуокиси углерода и группы углеводородов до C_3 включительно), характерным и для минеральных изоляционных масел.

3. Воздействие частичных разрядов на касторовое масло в отличие от действия теплового поля приводит к характеристическому образованию этилена и ацетиленов.

4. Показано, что изоляционные жидкости подвержены разложению под действием ультразвука, а спектр выделяющихся газов тот же, что и при воздействии ЧР. Предложено использовать ультразвуковое воздействие для быстрой оценки стойкости изоляционных жидкостей к газообразованию.

5. Применение теплового воздействия, воздействия частичными разрядами и ультразвукового воздействия позволяет сделать одинаковые выводы о возможности применения исследованных изоляционных жидкостей в конденсаторах, где способность жидкости сопротивляться процессу газообразования является одной из важнейших характеристик, влияющих на срок службы изделия. Предложено использовать метод ультразвукового воздействия для первичной оценки жидкой изоляции конденсаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кучинский Г. С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях.— Л.: Энергия, 1979.
2. Кучинский Г. С. Высоковольтные импульсные конденсаторы.— Л.: Энергия, 1973.
3. Разрушение электрической изоляции при длительном воздействии напряжения / Л. Д. Бобровская, Д. А. Каплан, Н. А. Козырев и др.— В кн.: Электрофизические проблемы применения твердых диэлектриков в ТВН. Новосибирск, Наука, 1974.
4. Аракелян В. Г., Сенкевич Е. Д. Ранняя диагностика повреждения изоляции высоковольтного маслонаполненного оборудования.— ЭП. Аппараты высокого напряжения, 1986, вып. 3 (7).
5. Маргулис М. А. Основы звукохимии: химические реакции в акустических полях.— М.: Высшая школа, 1984.

[08.05.87]

Исследование частотных характеристик делителя высокого напряжения, обусловленных неидентичностью его элементов

БРЖЕЗИЦКИЙ В. А., канд. техн. наук, ИЕРУСАЛИМОВ М. Е., доктор техн. наук, ПРОЦЕНКО А. Р., инж.

Киевский политехнический институт

Расширение теоретических и экспериментальных исследований делителей высокого напряжения в последнее время вызвано требованиями достижения их качественно нового технического уровня, который необходим для создания высоковольтных электротехнологических установок, обеспечения высокой точности учета электроэнергии и т. п. [1, 2].

Особый интерес с точки зрения практического применения представляют широкополосные делители с постоянным коэффициентом деления в широком частотном диапазоне — от нуля до сотен (и выше) килогерц. При постановке задачи создания прецизионного широкополосного делителя [3] возникает вопрос неустойчивости характеристик делителя, вызванной составом его структурных элементов. Данная «внутренняя» неустойчивость делителя не рассматривалась ранее в известных разработках по делителям напряжения.

Для исключения других известных эффектов рассмотрим емкостно-омический делитель высокого напряжения без учета пространственно-полевого взаимодействия его элементов, что правомерно при определенном выборе мощности цепи делителя или соответствующем экранировании последнего [4, 5]. Тогда высоковольтное плечо делителя для области частот, в которой еще не проявляется влияние индуктивности элементов, может быть представлено цепью с последовательно-параллельным соединением n резистивных и емкостных элементов (рис. 1), где R_i , C_i — соответствующие элементы высоковольтного плеча, а c , r — низковольтного плеча делителя.

При исследовании характеристик делителя рассматриваемого типа обычно принимается допущение об идентичности параметров элементов высоковольтного плеча [1], т. е. $R_1=R_2=\dots=R_i=\dots=R_n$, $C_1=C_2=\dots=C_i=\dots=C_n$. В действительности значения параметров элементов делителя могут отличаться на несколько процентов и более от номинальных. В связи с этим должно быть рассмотрено влияние неидентичности параметров элементов делителя на его интегральные характеристики.

При преобразовании последовательно-параллельного соединения элементов R_i , C_i в последовательное r_i , x_i (рис. 2) используем известные соотношения:

$$r_i = \frac{R_i \left(\frac{1}{\omega C_i} \right)^2}{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega C_i} \right)^2}; \quad x_i = \frac{R_i^2 \left(\frac{1}{\omega C_i} \right)}{R_i^2 + \left(\frac{1}{\omega C_i} \right)^2}. \quad (1)$$

Представим

$$C_i = C_0(1 + \alpha_i); \quad R_i = R_0(1 + \beta_i), \quad (2)$$

где C_0 , R_0 — средние значения параметров элементов $\left(R_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i; \quad C_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_i \right)$; α_i , β_i — коэффициенты, выраженные в относительных единицах, учитывающие отклонения параметров C_i , R_i от их средних значений.

Выражения (1) при подстановке в них (2) преобразуются к виду:

$$r_i = \frac{R_0(1 + \beta_i)}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2};$$

$$x_i = \frac{\omega R_0^2 C_0 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2}. \quad (3)$$

Представим $r_i = r_0 + \Delta r_i$, $x_i = x_0 + \Delta x_i$. Здесь $r_0 = \frac{R_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}$ и $x_0 = \frac{\omega R_0^2 C_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}$ соответствуют значениям элементов схемы замещения (рис. 2), определенным по средним значениям R_0 и C_0 , а Δr_i , Δx_i равны:

$$\left. \begin{aligned} \Delta r_i &= \frac{R_0(1 + \beta_i)}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2} - \frac{R_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2}; \\ \Delta x_i &= \frac{\omega R_0^2 C_0 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2} - \frac{\omega R_0^2 C_0}{1 + \omega^2 R_0^2 C_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Суммируя значения параметров элементов схемы замещения (рис. 2), получим

$$R_{в.п.} = nr_0 + \sum_{i=1}^n \Delta r_i; \quad X_{в.п.} = nx_0 + \sum_{i=1}^n \Delta x_i, \quad (5)$$

где $R_{в.п.}$, $X_{в.п.}$ — активное и реактивное сопротивления высоковольтного плеча делителя.

Представим выражения (4) в виде, содержащем линейные члены по α_i и β_i , а также дополнительные члены:

$$\Delta r_i = r_0(A\alpha_i + B\beta_i + D_i); \quad \Delta x_i = x_0(E\alpha_i + F\beta_i + G_i). \quad (6)$$

После проведения необходимых преобразований из (4) следует:

$$A = -2 \frac{\gamma^2}{1 + \gamma^2}; \quad B = E = \frac{1 - \gamma^2}{1 + \gamma^2}; \quad F = \frac{2}{1 + \gamma^2}; \quad (7)$$

$$D_i = \frac{\gamma^2 (T_i + \gamma^2 S_i)}{(1 + \gamma^2) [1 + \gamma^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2]}; \quad (8)$$

$$G_i = \frac{\beta_i^2 + 2\alpha_i\beta_i + \alpha_i\beta_i^2 + \gamma^2 (P_i + \gamma^2 Q_i)}{(1 + \gamma^2) [1 + \gamma^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2]}, \quad (9)$$

где $\gamma = \omega R_0 C_0$;

$$T_i = -(\alpha_i^2 + 6\alpha_i\beta_i + 3\alpha_i^2\beta_i + 3\beta_i^2 + 6\alpha_i\beta_i^2 + 3\alpha_i^2\beta_i^2 + \beta_i^3 + 2\alpha_i\beta_i^3 + \alpha_i^2\beta_i^3); \quad (10)$$

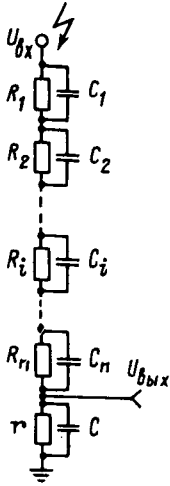


Рис. 1

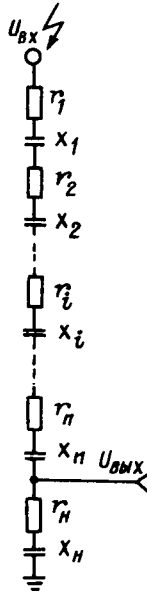


Рис. 2

$$S_i = 3\alpha_i^2 + 7\alpha_i^2\beta_i + \beta_i^2 + 4\alpha_i\beta_i^2 + 5\alpha_i^2\beta_i^2 + 2\alpha_i\beta_i + \beta_i^3 + 2\alpha_i\beta_i^3 + \alpha_i^2\beta_i^3 + 2\alpha_i^3 + 4\alpha_i^3\beta_i + 2\alpha_i^3\beta_i^2; \quad (11)$$

$$P_i = -(3\alpha_i^2 + 6\alpha_i\beta_i + 8\alpha_i^2\beta_i + 7\alpha_i^2\beta_i^2 + 3\beta_i^2 + 9\alpha_i\beta_i^2 + 2\beta_i^3 + 4\alpha_i\beta_i^3 + \alpha_i^3 + 2\alpha_i^3\beta_i + \alpha_i^3\beta_i^2 + 2\alpha_i^2\beta_i^3); \quad (12)$$

$$Q_i = \alpha_i^2(1 + \alpha_i)(1 + \beta_i)^2. \quad (13)$$

При подстановке данных выражений Δr_i , Δx_i в (5) и суммировании членов, линейных по α_i и β_i , получаем:

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i = \sum_{i=1}^n \frac{C_i - C_0}{C_0} = \frac{1}{C_0} \left(\sum_{i=1}^n C_i - nC_0 \right) \equiv 0;$$

$$\sum_{i=1}^n \beta_i = \sum_{i=1}^n \frac{R_i - R_0}{R_0} = \frac{1}{R_0} \left(\sum_{i=1}^n R_i - nR_0 \right) \equiv 0.$$

Тогда из (5), (6) следует

$$R_{в.п} = nr_0(1+f); \quad X_{в.п} = nx_0(1+\delta), \quad (14)$$

где

$$f = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_i; \quad \delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n G_i. \quad (15)$$

Исследование зависимости f от частоты напряжения (значения безразмерного параметра γ) показывает, что при $\gamma=0$ $D_i=0$ и, соответственно, $f_0=0$, в то время как в пределе $\gamma \gg 1$

$$f = f' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{S_i}{(1+\beta_i)^2(1+\alpha_i)^2}. \quad (16)$$

Аналогично из (9), (15) следует: при $\gamma=0$

$$\delta_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\beta_i^2 + 2\alpha_i\beta_i + \alpha_i\beta_i^2); \quad (17)$$

при $\gamma \gg 1$

$$\delta = \delta' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i^2}{1+\alpha_i}. \quad (18)$$

При строго идентичных элементах высоковольтного плеча делителя $\alpha_i \equiv 0$, $\beta_i \equiv 0$, и значения f и δ при любых γ , как следует из (9) — (13), равны нулю.

Таким образом, интегральные параметры высоковольтного плеча делителя емкостно-омического типа при неидентичности его элементов характеризуются не только известной зависимостью r_0 , x_0 от ω , но и дополнительной зависимостью от частоты рабочего напряжения.

Данное заключение является новым для делителей высокого напряжения. На основании выражений (5), (7) — (15), полученных в общем случае неидентичности элементов (без предположения ее малости), могут быть исследованы частотные характеристики коэффициента деления $k = \frac{R_{в.п} + r_n - j(X_{в.п} + x_n)}{r_n - jx_n}$, а также погрешности емкостно-омического делителя напряжения в широкой частотной области.

Из выражения для коэффициента деления следуют формулы для амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик делителя [6]:

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{r_n^2 + x_n^2}{(R_{в.п} + r_n)^2 + (X_{в.п} + x_n)^2}}; \quad (19)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{r_n X_{в.п} - x_n R_{в.п}}{[(R_{в.п} + r_n)r_n + (X_{в.п} + x_n)x_n]}. \quad (20)$$

При этом зависимости $A(\omega)$, $\varphi(\omega)$ обусловлены соответствующими функциями $R_{в.п}$, $X_{в.п}$, r_n , x_n от γ .

С учетом зависимостей r_0 , x_0 от γ представим

$$R_{в.п} = \frac{nR_0}{1+\gamma^2}(1+f); \quad X_{в.п} = nR_0 \frac{\gamma}{1+\gamma^2}(1+\delta).$$

Параметры низковольтного плеча делителя в общем случае выбирают равными

$$r = \frac{nR_0}{k-1}; \quad c = \frac{C_0}{n}(k-1), \quad (21)$$

где k — номинальный коэффициент делителя.

Преобразуя схему низковольтного плеча делителя из параллельного соединения элементов в последовательное и подставляя полученные значения в (19), (20), получим:

$$A = \frac{1}{k} \bar{A}; \quad \bar{A} = \sqrt{\frac{1+\gamma^2}{\left(1+\frac{k-1}{k}f\right)^2 + \gamma^2 \left(1+\frac{k-1}{k}\delta\right)^2}}; \quad (22)$$

$$\varphi = \arctg \left[\gamma \frac{\delta - f}{\left(f + \frac{k-1}{k}\right) + \gamma^2 \left(\delta + \frac{k-1}{k}\right)} \right]. \quad (23)$$

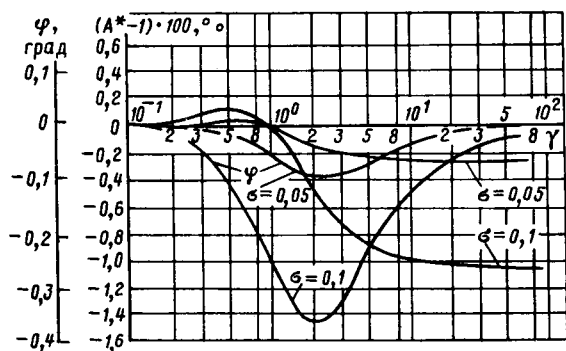


Рис. 3

Выражения (22), (23) с учетом f , δ из (15) определяют зависимости $\dot{A}(\omega)$, $\varphi(\omega)$ в общем случае неидентичности резистивных и емкостных элементов высоковольтного плеча делителя. Отметим в соответствии с (22), (23) слабую зависимость АЧХ и ФЧХ от коэффициента деления k в характерной для делителей высокого напряжения области значений $k = (100 \dots 10\,000)$.

В распространенных конструкциях делителей неидентичность резистивных элементов обычно пренебрежимо мала, т. е. $R_1 = R_2 = \dots = R_i = \dots = R_0$, в то время как неидентичность емкостных элементов может достигать десятков процентов. Тогда уравнения (15) при $\beta_i = 0$ могут быть существенно упрощены:

$$f = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\gamma^2 \alpha_i^2 [\gamma^2 (3 + 2\alpha_i) - 1]}{(1 + \gamma^2) [1 + \gamma^2 (1 + \alpha_i)^2]}; \quad (24)$$

$$\delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\gamma^2 \alpha_i^2 [\gamma^2 (1 + \alpha_i) - (3 + \alpha_i)]}{(1 + \gamma^2) [1 + \gamma^2 (1 + \alpha_i)^2]}. \quad (25)$$

Предполагая распределение параметров α_i емкостей высоковольтного плеча нормальным, перейдем к определению усредненных величин f и δ по (24), (25) с помощью интегральных выражений [7]:

$$f = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{\gamma^2}{(1 + \gamma^2)} \int_{-\theta\sigma}^{\theta\sigma} \frac{\alpha^2 [\gamma^2 (3 + 2\alpha) - 1]}{1 + \gamma^2 (1 + \alpha)^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} d\alpha; \quad (26)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \frac{\gamma^2}{(1 + \gamma^2)} \int_{-\theta\sigma}^{\theta\sigma} \frac{\alpha^2 [\gamma^2 (1 + \alpha) - (3 + \alpha)]}{1 + \gamma^2 (1 + \alpha)^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} d\alpha, \quad (27)$$

где σ — значение среднего квадратического отклонения распределения; θ — параметр, определяющий границы области интегрирования по α .

Расчеты зависимостей \dot{A} и φ от γ были выполнены на ЭВМ при значении $\theta = 5$, что обеспечило высокую точность определения f и δ . Область по α от -5σ до $+5\sigma$ разбивалась на 10 интервалов, при этом интегральные суммы на каждом интерва-

ле определялись методом Гаусса [8] при интерполяции функции полиномом 5-й степени.

На рис. 3 приведены полученные расчетные частотные зависимости $(\dot{A} - 1)$ и φ от γ для значений $\sigma = 0,05$ и $0,1$ и при $k = 10^4$. При $\gamma = 0$ согласно (22), (26) значения $\dot{A} = 0$. При $\gamma \gg 1$, как следует из (22), \dot{A} стремится к пределу $(1 - \frac{k-1}{k} \delta')$, что подтверждается графиками рис. 3 в области $\gamma > 10$. Значение δ' в соответствии с (18) равно усредненной по распределению (27) величине

$\frac{\alpha_i^2}{1 + \alpha_i}$. Тогда, преобразуя (27) при подстановке $t = \alpha/\sigma$, можно показать, что значение δ' в основном пропорционально σ^2 . Данный вывод подтверждается ходом кривых $(\dot{A} - 1)$ на рис. 3. Характерный переход кривых $(\dot{A} - 1)$ через 0 для различных σ происходит в области $\gamma \approx 1$. Наибольшее изменение $(\dot{A} - 1)$ происходит в области от $\gamma \approx 0,5$ до $\gamma \approx 10$, при этом его максимальное значение $\Delta \dot{A}_{\max}^*$ несколько превышает δ' .

По результатам обработки семейства расчетных зависимостей \dot{A} для значений σ от 0,1 %, до 17,5 % на рис. 4 приведены зависимости максимального изменения $\Delta \dot{A}_{\max}^*$ от σ . Максимальное изменение АЧХ монотонно возрастает с ростом σ , превышая, например, значение 0,1 % при $\sigma \geq 3$ %. Таким образом, для достижения стабильности АЧХ делителя в диапазоне до 0,1 % необходимо обеспечить среднеквадратичное отклонение рас-

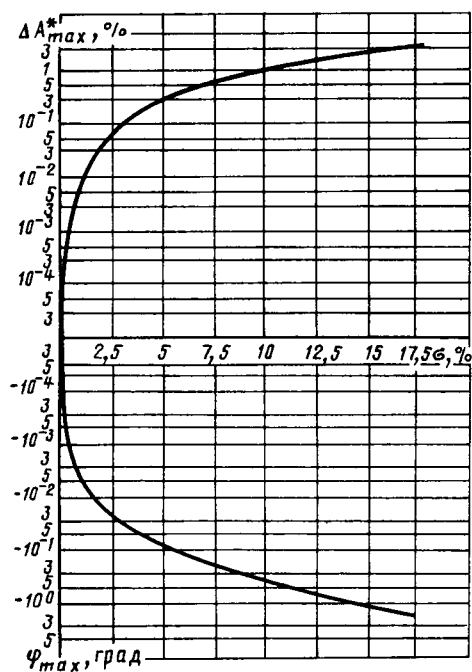


Рис. 4

пределения емкостей элементов его высоковольтного плеча не более 3 %. При значении $\sigma=5\%$ (10 %) максимальное изменение АЧХ делителя составит 0,3 % соответственно (1,2 %).

Расчетные кривые $\varphi(\gamma)$ (рис. 3) в соответствии с (23) асимптотически приближаются к нулю при значениях $\gamma \rightarrow 0$ и $\gamma \gg 1$. Максимальные значения соответствуют $\gamma \approx 2$ и аналогично значениям A пропорциональны σ^2 . На рис. 4 представлена расчетная зависимость изменения максимального значения φ от σ . По данным этой кривой, например, для вышеуказанного значения $\sigma=3\%$ фазовая погрешность делителя составит $-2'$, а для $\sigma=5\%$ (10 %) — соответственно $-6'$ ($-23'$).

Сопоставление максимальных изменений АЧХ и ФЧХ, выраженных в относительных единицах, показывает, что неидентичность элементов емкости высоковольтного плеча влияет на амплитудные характеристики делителя в 1,7—1,8 раза сильнее, чем на фазовые.

В заключение отметим, что рассмотренные в работе нестабильности характеристик делителя, обусловленные неидентичностью его структурных элементов, позволяют объяснить известные практические данные об уровне погрешности широкополосных делителей высокого напряжения, содер-

жащих, как правило, значительное количество высоковольтных конденсаторов с допусками по емкости, составляющими обычно 5—10 %.

В зависимости от требуемого уровня погрешности делителя на основании кривых рис. 4 могут быть определены допустимые значения неидентичности элементов его высоковольтного плеча.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы электрогазодинамики дисперсных систем / И. П. Верещагин, В. И. Левитов, Г. З. Мирзабекян, М. М. Пашин. — М.: Энергия, 1974.
2. Болотин И. Б., Эйдель Л. З. Измерения в переходных режимах короткого замыкания. — Л.: Энергия, 1981.
3. Бржезицкий В. А., Иерусалимов М. Е., Проценко А. Р. О частотной зависимости характеристик емкостно-омического делителя напряжения. — Техническая электродинамика. 1987, № 1.
4. Стандартизация и метрология в энергетике / Г. Г. Немцев, А. А. Чернойарский, Э. Н. Журавлев и др., 1981, № 1.
5. Гримальский О. В., Иванов В. Л. Исследование возможности создания серии широкополосных делителей из микропровода. — Изв. вузов. Энергетика, 1984, № 2.
6. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергоиздат, 1981.
7. Митропольский А. К. Техника статистических вычислений. — М.: Наука, 1971.
8. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений. Т. 1. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1962.

[23.12.86]

УДК 621.318.3.014.2.001.5

Усовершенствование схем форсировки электромагнита с токоограничивающим резистором, шунтируемым конденсатором

ГРИНБЕРГ В. С., канд. техн. наук, СОБКО Э. И., канд. техн. наук

Томск

Использование известной схемы форсировки с токоограничивающим резистором, шунтируемым конденсатором (рис. 1, а без диода D), позволяет добиться увеличения начального тягового усилия и улучшения быстродействия электромагнита при включении. Основной недостаток схемы, препятствующий ее широкому применению, — большие габариты конденсаторов [1—3 и др.]. В общем случае габариты конденсатора зависят от его типа и номинальных параметров. Габариты конденсаторов одного и того же типа пропорциональны значениям их емкостей и номинальных напряжений. Номинальное же напряжение выбирается по максимальному значению напряжения, воздействующего на конденсатор [4 и др.].

Известны рекомендации [1—3 и др.], пользуясь которыми, можно выбрать емкость конденсатора, соответствующую требуемым характери-

кам электромагнита в схеме форсировки (начальное тяговое усилие, быстродействие и устойчивость срабатывания при включении). В зависимости от выбранных значений емкости характер переходных процессов при включении схемы может быть либо колебательным (при сравнительно малых емкостях), либо апериодическим (при сравнительно больших емкостях) [5—7 и др.].

Проведенное в [2] исследование известного аналитического выражения позволило установить, что при апериодическом характере переходного напряжения возрастает от нуля до своего установившегося значения, не изменяя полярности. Этот результат обосновывает возможность применения при апериодическом характере малогабаритных конденсаторов — электролитических. Обоснование же такой возможности при колебательном характере переходных процессов до сих пор

отсутствует. Поэтому при проектировании схемы форсировки возникает вопрос о возможности применения электролитических конденсаторов при любых соотношениях параметров элементов.

Выполненные в [3, 8] расчеты показывают, что при колебательном характере максимальные значения переходного напряжения конденсатора не только превышают установившееся значение, но даже могут превышать значение напряжения сети. Однако общая оценка максимальных значений напряжения конденсатора в литературе не дана; не рассмотрены и возможности усовершенствования схем с целью ограничения максимальных значений напряжения.

Новая схема форсировки подобного типа (рис. 1, б без диода D) предусматривает установку диода D_C , шунтированного высокоомным разрядным резистором R_p , в ветви конденсатора [3]. При соотношениях параметров, соответствующих колебательному характеру переходных процессов, эта схема более эффективна, чем известная, с точки зрения характеристик электромагнита при срабатывании.

Длительность переходных процессов при включении новой схемы можно разделить на два характерных интервала. На первом (от момента включения до записывания диода D_C) переходные величины изменяются идентично таковым в известной схеме. Окончание первого интервала совпадает с моментом достижения максимального значения переходным напряжением конденсатора. Поэтому и в новой схеме максимальные значения напряжения конденсатора могут превышать значение напряжения сети. Однако вопросы оценки этих максимальных значений и их ограничения и здесь остаются открытыми.

Задача данной статьи — на основе исследования известных выражений переходных величин определить возможность применения электролитических конденсаторов при любых соотношениях параметров, дать общую оценку максимальных значений напряжения конденсатора, а также рассмотреть возможность усовершенствования схем с целью ограничения сверху этих максимальных значений.

Примем допущения: при включении схем параметры элементов считаются неизменными; диоды идеальны [1—3 и др.]. Благодаря этим допущениям возможно использовать в последующем анализе известные выражения для переходных величин [9 и др.] в виде

$$i_C = \frac{U}{\omega L} e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau} \sin \tau; \quad (1)$$

$$u_C = U_C \left[1 - e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau} \left(\cos \tau + \frac{\Delta}{2\pi} \sin \tau \right) \right]; \quad (2)$$

$$i_s = I_s \left\{ 1 - e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau} \left[\cos \tau + \left(\frac{\Delta}{2\pi} - \frac{1}{\omega T_K} \right) \sin \tau \right] \right\}; \quad (3)$$

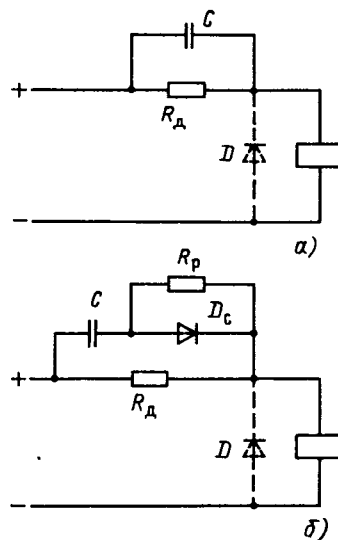


Рис. 1. Схемы форсировки электромагнита с токоограничивающим резистором, шунтируемым конденсатором (пунктирное обозначение диодов соответствует возможной их установке в схемах): а — известная; б — новая

где

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \omega t; \Delta = 2\pi b / \omega; \omega = \sqrt{d}; \\ d &= [1/(T_C T_K) - b^2] > 0; b = 0,5(1/T_C + 1/T_s); \\ T_K &= L/(R + R_d); T_C = R_d C; T_s = L/R; \\ U_C &= UR_d/(R + R_d); I_s = U/(R + R_d). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

В выражениях (1) — (4) использованы следующие обозначения: t — время, отсчитываемое от момента включения; i_C , i_s , u_C — переходные токи конденсатора, электромагнита и напряжение конденсатора; L и R — индуктивность при начальном воздушном зазоре и сопротивление обмотки электромагнита; R_d — сопротивление токоограничивающего резистора; C — емкость конденсатора; U — напряжение сети.

Исследуя (1) на экстремум, с учетом (4) определяем наибольшее значение переходного тока конденсатора и соответствующую ему фазу свободных колебаний:

$$\tau_{imC} = \arctg \frac{2\pi}{\Delta} < \frac{\pi}{2}; \quad (5)$$

$$I_{mC} = I_s \sqrt{T_C/T_K} e^{-\frac{\Delta}{2\pi} \arctg \frac{2\pi}{\Delta}}. \quad (6)$$

С помощью выражения (6) при учете (4) возможно определить максимальный ток диода D_C через параметры элементов новой схемы форсировки (рис. 1, б).

Исследуя (2) на экстремум, устанавливаем, что текущие значения пульсирующего во времени переходного напряжения конденсатора ограничиваются сверху и снизу двумя экспоненциаль-

ными огибающими:

$$1 - e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau} \leq \frac{u_c}{U_c} \leq 1 + e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau}, \quad (7)$$

причем мгновенное значение напряжения конденсатора через каждый полупериод свободных колебаний $\tau = k\pi$ (где $k=0, 1, 2, 3, \dots$) совпадает с нижней или верхней огибающей поочередно, достигая своих экстремальных значений.

Из (7) следует, что полярность переходного напряжения конденсатора не изменяется. Этот результат обосновывает возможность использования электрических конденсаторов и при колебательном характере переходных процессов.

Наибольшее значение переходного напряжения конденсатора достигается через полупериод свободных колебаний с момента включения ($\pi_{mic} = \pi$):

$$U_{mc} = U_c(1 + e^{-\Delta/2}). \quad (8)$$

Используя (2), можно определить и аналитическое выражение для фазы, при которой нарастающее от нуля переходное напряжение конденсатора достигает своего установившегося значения. С учетом (5) представим его так:

$$\tau_{yuc} = (\pi - \tau_{mic}) \leq \pi. \quad (9)$$

Введем в рассмотрение коэффициент форсировки по напряжению

$$K = 1 + R_d/R \quad (10)$$

и коэффициент n [9], определяемый как

$$n = \frac{T_c}{T_s} = \frac{C}{C_{opt}}, \quad (11)$$

где C_{opt} — так называемая оптимальная емкость для получения минимального времени срабатывания электромагнита в известной схеме [3, 6, 10 и др.];

$$C_{opt} = \frac{L}{RR_d}. \quad (12)$$

С учетом (4) и (10) — (12) диапазон значений коэффициентов, соответствующих колебательному характеру переходных процессов, можно представить так:

$$n_{1кр} < n < n_{2кр}, \quad (13)$$

где

$$\left. \begin{aligned} n_{1кр} &= (2K-1) [1 - \sqrt{1 - (2K-1)^{-2}}]; \\ n_{2кр} &= (2K-1) [1 + \sqrt{1 - (2K-1)^{-2}}]. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Можно показать, что значение коэффициента $n=1$, соответствующее равенствам

$$T_c = T_s; C = C_{opt}, \quad (15)$$

всегда находится в диапазоне (13), т. е. условия (15) соответствуют колебательному характеру переходных процессов известной схемы.

Соотношение (8) используем для оценки максимальных значений напряжения конденсатора. С учетом (4) и (10) — (12) представим его в следующем виде:

$$\frac{U_{mc}}{U} = \frac{K-1}{K} (1 + e^{-\frac{1+n}{\sqrt{4Kn-(1+n)^2}}}). \quad (16)$$

Выражение (16) позволяет вычислить отношение максимального напряжения конденсатора к напряжению сети непосредственно по значениям коэффициента форсировки по напряжению K и коэффициента n . Так, для приведенных в [3, 8] примеров в соответствии с (10) — (12) имеем:

$$\begin{aligned} \text{при } K=20 \text{ и } n=1 & \quad U_{mc}/U = 1,41 > 1; \\ \text{при } K=11 \text{ и } n=2 & \quad U_{mc}/U = 1,23 > 1; \\ \text{при } K=21 \text{ и } n=0,5 & \quad U_{mc}/U = 1,4 > 1. \end{aligned}$$

В этих примерах максимальные напряжения конденсаторов значительно превышают значение напряжения сети; обращают на себя внимание относительно высокие значения коэффициентов форсировки по напряжению. Следует отметить, что на практике могут встретиться и более высокие значения коэффициентов K , чем в указанных примерах. Так, использовав данные [2] и формулу (10), получим: $K=31,4$.

Проведем анализ выражения (16) в общем виде. Нетрудно установить, что правая часть (16) является четной функцией относительно показателя степени коэффициента n :

$$\frac{U_{mc}}{U} = f(n^+) = f(n^-). \quad (17)$$

Этот результат можно учитывать для уменьшения объема вычислений U_{mc}/U при неизменном K и различных n .

При выполнении условия

$$e^{-\frac{1+n}{\sqrt{4Kn-(1+n)^2}}} > \frac{1}{K-1}, \quad (18)$$

максимальное напряжение конденсатора всегда превышает значение напряжения сети ($U_{mc}/U > 1$). Наибольшие значения U_{mc}/U соответствуют равенствам (15). Эти значения можно представить в виде [3]:

$$\frac{U_{mc}}{U} = \frac{K-1}{K} (1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{K-1}}}). \quad (19)$$

Из (19) определяем необходимое условие, при котором возможно выполнение неравенства (18): $K > 6$.

В общем случае отношение U_{mc}/U возрастает с увеличением коэффициента K . В предельном случае максимальное напряжение конденсатора превышает напряжение сети в 2 раза ($K \rightarrow \infty$; $U_{mc}/U \rightarrow 2$).

Полученные общие соотношения позволяют проанализировать и частные случаи. Так, в соот-

ветствии с [11] выбор емкости конденсатора может осуществляться по формуле

$$C = \frac{L}{R_d^2}. \quad (20)$$

Используя (10) — (12), устанавливаем соотношение

$$n = \frac{1}{K-1}, \quad (21)$$

из которого следует, что здесь, в отличие от ранее рассмотренных случаев, коэффициент n является функцией коэффициента K .

С помощью (14) и (21) можно показать, что неравенства (13) будут удовлетворяться при следующем, практически всегда выполняемом, условии: $K > 4/3$. Поэтому значения емкости, определяемые по формуле (20), соответствуют колебательному характеру переходных процессов.

Для рассматриваемого случая выражение (16) упрощается:

$$\frac{U_{mc}}{U} = \frac{K-1}{K} \left(1 + e^{-\sqrt{\frac{K}{3K-4}}} \right). \quad (22)$$

Отсюда определяем необходимое и достаточное условие ($K > 9$), при котором максимальное напряжение конденсатора превышает величину напряжения сети, и предел этого превышения ($K \rightarrow \infty$; $U_{mc}/U \rightarrow 1,16$).

Рассмотрим возможность усовершенствования известной схемы форсировки с целью ограничения сверху максимальных значений напряжения конденсатора при выполнении условия (18).

Связь между напряжениями элементов схемы имеет вид

$$u_s = U - u_c, \quad (23)$$

где u_s — переходное напряжение электромагнита.

Из этого выражения следует, что переходное напряжение электромагнита уменьшается по мере увеличения переходного напряжения конденсатора. В момент времени, когда переходное напряжение u_c достигнет значения U , переходное напряжение u_s станет равным нулю. При дальнейшем увеличении напряжения u_c происходит изменение полярности напряжения u_s .

Из (23) также следует, что в случае устранения возможности изменения полярности переходного напряжения электромагнита ($u_s \geq 0$) переходное напряжение конденсатора будет ограничено сверху значением напряжения сети ($u_c \leq U$). Указанные условия обеспечиваются практически при введении в известную схему диода D , шунтирующего обмотку электромагнита (рис. 1, а).

Длительность переходных процессов при включении известной схемы с диодом D и выполнении условия (18) можно разделить на три характерных интервала.

На первом интервале (от включения до момен-

та достижения переходным напряжением конденсатора значения напряжения сети) диод D заперт переходным напряжением электромагнита. На этом интервале переходные величины изменяются идентично таковым в схеме без диода. Максимальное обратное напряжение, действующее на диод в момент включения, равно напряжению сети ($U_{обр} = U$).

Обозначим фазу, соответствующую длительности первого интервала, через τ_U . Тогда ток электромагнита в конце первого (начале второго) интервала можно представить в виде

$$I_{sU} = I_{dU} + I_{cU}, \quad (24)$$

где $I_{dU} = U/R_d$, а значение I_{cU} определяется по выражению (1) при замене τ на τ_U .

На границе первого и второго интервалов (момент отпирания диода D) токи конденсатора и диода изменяются скачком: ток конденсатора уменьшается от I_{cU} до нуля, а ток диода увеличивается от нуля до I_{cU} . На втором интервале (от момента отпирания диода D до момента его повторного запираания) напряжения на элементах схемы неизменны и удовлетворяют равенствам $u_s = 0$ и $u_c = U$, ток сети равен току токоограничивающего резистора и определяется по формуле $I_{dU} = U/R_d$, а токи электромагнита и диода уменьшаются:

$$i_s = I_{sU} e^{-\frac{t''}{T_s}}; \quad (25)$$

$$i_D = (i_s - I_{dU}) \geq 0, \quad (26)$$

где t'' — время, отсчитываемое с начала второго интервала.

Таким образом, максимальный ток диода соответствует началу второго интервала и определяется так: $I_{Dm} = I_{cU}$. В конце второго интервала выполняется равенство (26), из которого находится длительность этого интервала:

$$t_D = T_s \ln(1 + I_{cU}/I_{dU}). \quad (27)$$

Третий интервал переходных процессов схемы с диодом D (от момента повторного запираания диода до окончания переходных процессов) соответствует включению известной схемы без диода при ненулевых начальных условиях для напряжения конденсатора и тока электромагнита: $u_c(0) = U$; $i_s(0) = I_{dU}$. Тогда, с учетом (4), переходные величины на третьем интервале схемы с диодом D могут быть представлены так:

$$\left. \begin{aligned} u_c &= U_c + [u_c(0) - U_c] e^{-\frac{\Delta}{2\pi} \tau'''} \times \\ &\quad \times (\cos \tau''' + \frac{\Delta}{2\pi} \sin \tau'''); \\ i_s &= I_s + [i_s(0) - I_s] e^{-\frac{\Delta}{2\pi} \tau'''} \left[\cos \tau''' + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{\Delta}{2\pi} - \frac{1}{\omega T_K} \right) \sin \tau''' \right], \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

где τ''' — фаза, отсчитываемая с начала третьего интервала.

Заменим в выражениях (28) величины: τ''' на τ , а $u_c(0)$ и $i_s(0)$ — на нуль и убедимся, что исходные выражения (2) и (3) следуют из (28) как частный случай.

Исследуя первое выражение (28) на экстремум и учитывая указанные начальные условия, устанавливаем, что пульсирующее во времени переходное напряжение конденсатора на третьем интервале ограничено сверху и снизу такими экспоненциальными огибающими:

$$1 - \left(\frac{U}{U_c} - 1\right) e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau'''} \leq \frac{u_c}{U_c} \leq 1 + \left(\frac{U}{U_c} - 1\right) e^{-\frac{\Delta}{2\pi}\tau'''} \quad (29)$$

а характер пульсаций аналогичен таковому на первом интервале.

Из (29) с учетом (4), (10)–(12) и (18) можно определить, что полярность переходного напряжения конденсатора не изменяется и на третьем интервале схемы с диодом D . При этом

$$0 < u_c < U. \quad (30)$$

Правая часть соотношения (30) указывает, что повторные отпирания диода D невозможны, левая — что обратное напряжение диода на третьем интервале меньше значений напряжения сети.

Рассмотренное выше ограничение максимального напряжения конденсатора значением напряжения сети может быть аналогичным образом реализовано и в новой схеме форсировки (рис. 1, б).

Длительность переходных процессов при включении новой схемы с диодом D и выполнении условия (18) можно также разделить на три характерных интервала. Первые два интервала идентичны таковым в известной схеме с диодом D , но на третьем интервале характер переходных процессов в новой схеме с диодом D будет отличаться.

Примем для простоты анализа, что сопротивление высокоомного разрядного резистора не оказывает существенного влияния на переходные процессы при включении: $R_p \rightarrow \infty$. При этом условии можно считать, что на третьем интервале в новой схеме с диодом D напряжение конденсатора неизменно и равно напряжению сети, а уменьшающийся ток электромагнита, равный токам сети и токоограничивающего резистора, определяется из выражения

$$i_s = I_s + (I_{dU} - I_s) e^{-t'''/\tau_k} \quad (31)$$

где t''' — время, отсчитываемое с начала третьего интервала.

На третьем интервале переходное напряжение токоограничивающего резистора уменьшается, а обратное напряжение, действующее на диод D_c , увеличивается:

$$u_{обрc} = U - R_d i_s. \quad (32)$$

Максимальное обратное напряжение диода D_c

в соответствии с (4), (10), (31) и (32) можно определить по формуле $U_{обрc} = U/K$. Длительность токовой нагрузки диода D определяется из соотношения (27). С учетом (9) можно определить и диапазон фаз, соответствующий длительности нагрузки диода D_c :

$$\tau_{yu} < \tau_U < \pi. \quad (33)$$

Соотношения (6), (27) и (33) с учетом соответствующих выражений позволяют осуществить выбор диодов по известным параметрам основных элементов схем форсировки.

Анализ показывает, что при введении диодов D в схемы характер переходных процессов в электромагните изменяется. В связи с этим возникает вопрос о влиянии диода D на характеристики электромагнита при включении.

Используя (3), (4) и (11), можно определить соотношения для фазы, при которой ток электромагнита достигает своего наибольшего значения:

$$\left. \begin{aligned} \text{при } n < 1 \quad \tau_{mi\delta} &= (\pi - \arctg |\frac{\omega}{\varepsilon}|) < \pi; \\ \text{при } n = 1 \quad \tau_{mi\delta} &= \frac{\pi}{2}; \\ \text{при } n > 1 \quad \tau_{mi\delta} &= \arctg \frac{\omega}{\varepsilon} < \frac{\pi}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

где

$$\varepsilon = 0,5(1/T_s - 1/T_c). \quad (35)$$

Сопоставляя (9) и (34) и учитывая (4), (5) и (35), можно установить общее неравенство: $\tau_{mi\delta} < \tau_{yu}$. Используя (33) и последнее неравенство, получаем: $\tau_{mi\delta} < \tau_U$. Наконец, учитывая, что в реальных электромагнитах движение якоря начинается до момента достижения током своего наибольшего значения, можно записать $\tau_{тр} < \tau_U$, где $\tau_{тр}$ — фаза свободных колебаний, соответствующая моменту начала движения якоря (моменту трогания).

Последнее неравенство указывает на то, что установка диодов не оказывает влияния на время трогания электромагнита при включении. Однако влияние диодов D может сказываться на переходных процессах в электромагните при движении якоря.

Все приведенные соотношения получены при общепринятом допущении о неизменности пара-

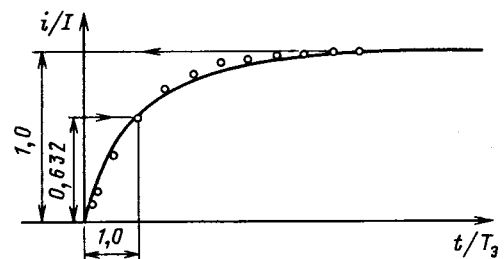


Рис. 2. К определению постоянной времени

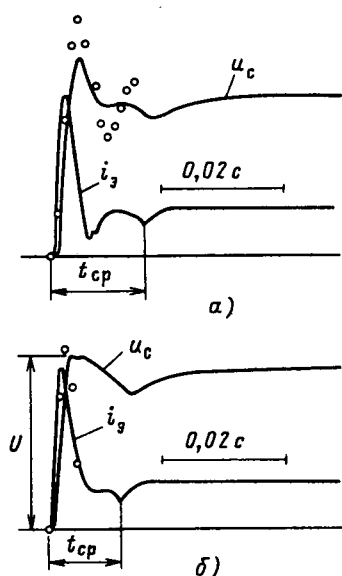


Рис. 3. Осциллограммы переходных величин при включении известной схемы: а — без диода D ; б — с диодом D

метров элементов схем при включении. В практических же случаях в соответствии с неравенством $\tau_{тр} < \tau_U$ напряжения конденсаторов достигают своих максимальных значений в процессе движения якоря, когда индуктивность обмотки электромагнита изменяется. Понятно, что переходные процессы при неподвижном и при движущемся якоре электромагнита не являются идентичными. Причем, при большей скорости перемещения якоря (или меньшей величине времени движения) переходные процессы будут сильнее отличаться от таковых при неподвижном якоре. В связи с изложенным возникает необходимость в экспериментальной проверке приемлемости определения максимальных значений напряжения конденсатора без учета движения якоря.

Для обеспечения минимального времени движения в экспериментах использовался электромагнит с минимальной массой подвижных частей и противодействующим усилием, создаваемым весом самого якоря (сопротивление обмотки $R=30,3$ Ом, магнитопровод не шихтован). По осциллограмме переходного тока электромагнита при включении непосредственно в сеть (рис. 2) была приближенно определена постоянная времени при начальном зазоре: $T_s \approx 6 \cdot 10^{-3}$ с. Параметры основных элементов схем были выбраны в соответствии с (4) и (10)–(12) таким образом, чтобы выполнялись равенства (15) при $K=20$ и чтобы установившийся ток I_s был равен току трогания электромагнита (напряжение $U=81$ В, сопротивление $R=576$ Ом, емкость $C=10,2 \cdot 10^{-6}$ Ф). Данные других использованных элементов: $R_p=820 \cdot 10^3$ Ом, диоды типа КД202Д.

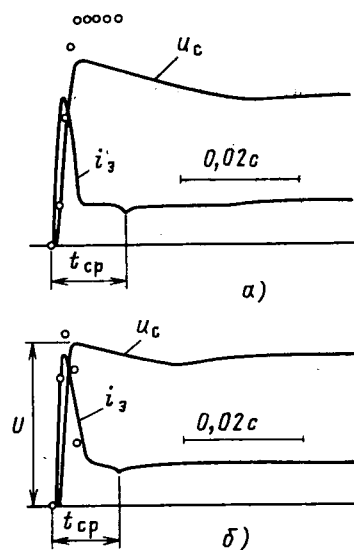


Рис. 4. Осциллограммы переходных величин при включении новой схемы: а — без диода D ; б — с диодом D

Осциллограммы напряжения конденсатора и тока электромагнита снимались в неизменных масштабах при заторможенном якоре и срабатывании электромагнита. Обработка осциллограмм показала, что максимальные значения напряжения конденсатора в указанных случаях практически одинаковы. Последнее подтверждает приемлемость определения максимальных значений напряжения конденсатора без учета движения якоря.

На рис. 3 и 4 приведены осциллограммы переходных величин при срабатывании электромагнита. Сопоставления соответствующих осциллограмм показывают, что при введении диодов D в схемы максимальные значения напряжения конденсатора ограничиваются сверху напряжением сети; провалы в кривых тока при движении якоря практически исключаются, а времена срабатывания t_{cp} уменьшаются. Точками на рис. 2–4 обозначены расчетные значения соответствующих величин: i — на рис. 2; u_c — на рис. 3, а и 4, а; i_z — на рис. 3, б и 4, б. Отклонения расчетных значений от экспериментальных можно объяснить влиянием неучтенных в анализе факторов, таких как нелинейная связь между током обмотки и магнитным потоком в статике, а также вихревые токи в магнитопроводе электромагнита.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аносов Ю. И. Электромагнитные муфты (конструкция и схемы управления).— М.: Оборонгиз, 1952.— 72 с.
2. Любчик М. А., Остроумов Г. В. Расчет элементов надежной схемы управления током катушки электромагнита в режиме форсировки.— Вестник Харьковского политехнич. ин-та, 1966, № 8 (56), с. 70–81.

3. А. с. 1089633 (СССР). Устройство для форсированного включения электромагнита / Гринберг В. С., Костяев В. В., Собко Э. И.— Опубл. в Б. И. 1984, № 16.
4. Лернер М. М. Выбор конденсаторов для электронных устройств.— М.: Энергия, 1970.— 152 с.
5. Нитусов Ю. Е. Схема для увеличения начального тягового усилия электромагнита.— Электричество, 1963, № 4, с. 58—60.
6. Тер-Акопов А. К. Динамика быстродействующих электромагнитов.— М.— Л.: Энергия, 1965.— 168 с.
7. Коц Б. Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой.— М.: Энергия, 1973.— 80 с.
8. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление в зада-

чах электротехники.— Л.: Энергия, 1972.— 358 с.

9. Гинзбург С. Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях.— М.: Высшая школа, 1967.— 388 с.

10. Витенберг М. И. Расчет электромагнитных реле для аппаратуры автоматики и связи.— М.— Л.: Энергия, 1966.— 724 с.

11. Сотсков В. С. Элементы телемеханической и автоматической аппаратуры. Ч. 1. Реле.— М.— Л.: Оборонгиз, 1938.— 436 с.

[23.06.87]

УДК 621.314.088.001.8

Энергетические характеристики зависимых вентильных преобразователей в квазистационарных режимах

МАГАЗИННИК Г. Г., ЛОКШИН Б. А.

Общепринятые методы анализа энергетических показателей вентильных преобразователей (П) основаны на определении гармонического состава сетевого тока $i(t)$ с использованием закона Чернышева М. А. [1]. Расчет составляющих полной мощности при известном спектре $i(t)$ нетруднителен. В [2] на основе упомянутых методов получены единые аналитические зависимости для сетевого тока и коэффициента мощности П с произвольной силовой схемой и законом управления, т. е. получены результаты, обобщающие сложившуюся «энергетическую» теорию управляемого преобразователя при работе его в идеализированном стационарном режиме (с фиксированными значениями угла управления α и тока нагрузки i_d).

В реальной ситуации П является элементом САР, замкнутой по каким-либо выходным параметрам (выпрямленному напряжению, частоте вращения двигателя, току и т. п.). Внешние возмущения (колебания напряжения питающей сети, момента нагрузки на валу двигателя), имеющие обычно стохастический характер, «отрабатываются» в замкнутой САР изменением угла α .

Таким образом, реальный стационарный режим (назовем его «квазистационарным») сопровождается флуктуациями α и потребляемого тока в окрестности фиксированных значений, соответствующих идеальному стационарному режиму.

В [3] методами теории случайных процессов определено влияние флуктуаций α на гармонический состав выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты и выпрямителей в предположении неизменности тока и отмечена возможность использования этих методов для анализа сетевого тока зависимых выпрямителей.

Наиболее характерной нагрузкой зависимого П является электродвигатель постоянного тока, работа которого неизбежно сопровождается колебаниями статического момента (тока якоря), порождающими, в свою очередь, флуктуации угла α . Аналогичный процесс происходит и при колебаниях напряжения питающей сети (с той лишь разницей, что в этом случае преобладающими являются флуктуации α ; ток нагрузки i_d при больших постоянных времени может практически не изменяться).

В статье исследуется влияние как флуктуаций α , так и колебаний тока нагрузки П на эффективное значение, спектральный состав и коэффициент искажения сетевого тока, дается количественная оценка этого влияния при широкой вариации колебаний α и i_d в сравнении с аналогичными показателями при фиксированных углах управления и нагрузках.

Для упрощения анализа принимаются допущения первого порядка [4]: трансформатор и вентили идеальные, напряжение трехфазной питающей сети симметрично и синусоидально.

Первое из принятых допущений, означающее отсутствие потерь и мгновенность коммутации П, дает погрешность одинакового порядка и знака в стационарном и квазистационарном режимах работы преобразователя и потому не отражается на конечных результатах. Влияние асимметрии питающей сети (и асимметрии системы импульсно-фазового управления), приводящее к появлению неканонических гармоник, оценено в ряде работ детерминистскими методами и не входит в задачу настоящего исследования.

В П средней и большой мощности, где особенно актуальна оценка энергетических характери-

стик, электромагнитные постоянные времени в цепи нагрузки достаточно велики, что позволяет пренебречь изменением тока вентиля на интервале проводимости. Тогда относительный ток k -го вентиля может быть представлен в виде единичной функции $f_k(t)$ (рис. 1, а). Допустим также на первом этапе анализа, что амплитуды токов вентиля неизменны.

Тогда амплитуда k -й ступеньки сетевого тока (рис. 1, б) будет равна Γ_k , где

$$\Gamma_k = \frac{2}{3k_\tau} \cos \left(\psi + \frac{2\pi k}{m} \right), \quad (1)$$

$$f_k(t) = \begin{cases} 1, & t \in (t_k, t_{k+1}); \\ 0, & t \notin (t_k, t_{k+1}); \end{cases} \quad (2)$$

$$f(t) = \sum_k r_k f_k(t). \quad (3)$$

В (1)–(3) k_τ — коэффициент трансформации; ψ — угол сдвига анодного напряжения первого вентиля относительно напряжения рассматриваемой фазы сети; t_k, t_{k+1} — независимые случайные величины; математическое ожидание $M[t_k] = K$ и $(t_k - K) < 0,5$, т. е. исключаются «перекрывания» фронтов анодных токов, как это и имеет место при реальной скорости протекания переходных процессов в П конечной пульсности.

Для удобства преобразования переходим к безразмерным величинам, опуская постоянный множитель $2/3k_\tau$, а среднюю длительность проводимости вентиля T_0/m принимаем равной единице. Будем считать также $f_k(t)$ условно-периодической функцией с достаточно большим периодом T . Тогда комплексная амплитуда

$$\begin{aligned} C(\omega) &= \frac{2}{T} \int_T f(t) e^{j\omega t} dt = \frac{2}{T} \sum_k \int_{t_k}^{t_{k+1}} r_k e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{2}{T} \sum_k B_k \frac{e^{j\omega t}}{j\omega}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $B_k = r_{k+1} - r_k$; ω — частота k -й гармоники сетевого тока.

После соответствующих преобразований и предельного перехода при $T \rightarrow \infty$ находится математическое ожидание квадрата комплексной амплитуды:

$$\begin{aligned} (I^*)^2 &= M[|C(\omega)|^2] = (I_a^*)^2 + (I_n^*)^2 = \\ &= \sum_{\omega_a} \left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m} \right) \frac{|\chi(\omega)|^2}{\omega^2} + \int_0^\infty \frac{4}{\pi} \left(\sin^2 \frac{\pi}{m} \right) \times \\ &\quad \times \frac{1 - |\chi(\omega)|^2}{\omega^2} d\omega, \end{aligned} \quad (5)$$

где ω_a — гармоники с номерами $v = mS \pm 1$ ($S = 0, 1, 2, \dots$), т. е. гармоники дискретного спек-

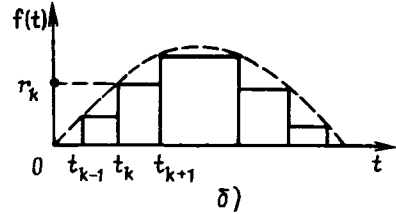
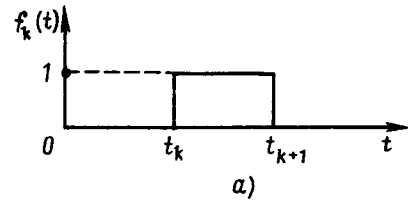


Рис. 1. Графики относительного (а) и сетевого (б) тока вентиля

ра частот, аналогичные обычным каноническим гармоникам стационарного режима; подынтегральное выражение в (5) характеризует непрерывную часть спектра, порождаемую колебаниями угла α ; $\chi(\omega)$ — характеристическая функция случайной величины $t_k - K$; I^* — относительное эффективное значение сетевого тока; I_a^* — относительное эффективное значение суммы дискретных гармоник; I_n^* — относительное эффективное значение непрерывной составляющей спектра.

С другой стороны, с учетом (2)–(4)

$$\begin{aligned} (I^*)^2 &= \frac{2}{T} \int_T f^2(t) dt = \frac{2}{T} \sum_k \int_{t_k}^{t_{k+1}} \Gamma_k^2 dt = \\ &= \frac{2}{T} \sum_k \Gamma_k^2 (t_{k+1} - t_k) \sim 1, \end{aligned} \quad (6)$$

поскольку $M[t_k] = K$, а $\sum_k \cos^2 \left(\psi + \frac{2\pi k}{m} \right) = \frac{1}{2}T$.

С учетом (5) и (6) коэффициент искажения

$$K_i = \sqrt{\left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m} \right) \left| \frac{\chi(2\pi/m)}{2\pi/m} \right|^2} = K_{ic} \sqrt{|\chi(2\pi/m)|^2}, \quad (7)$$

где $K_{ic} = \sin(\pi/m)/(\pi/m)$ — коэффициент искажения в стационарном режиме.

При равномерном распределении t_k в интервале $[K - \tau_m, K + \tau_m]$

$$\chi(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\tau}^{\tau} e^{j\omega x} dx = \frac{\sin \omega \tau}{\omega \tau}, \quad (8)$$

где $\tau = \tau_m/3$ — среднеквадратичное значение флуктуаций угла α возле установившегося значения; τ_m — амплитуда флуктуаций α .

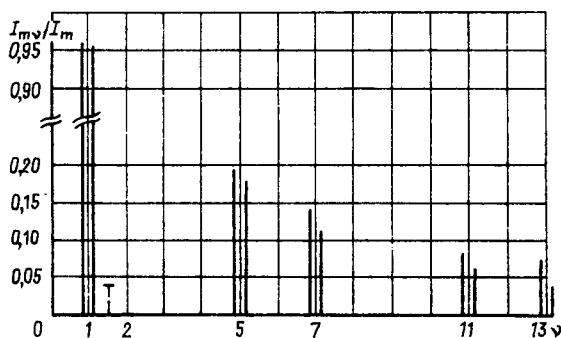


Рис. 2. Амплитуды гармоник сетевого тока при $\tau_m=12^\circ$, $\Delta i_d=0,1$ и нормальном законе распределения t_k :
— дискретный спектр; ---- непрерывный спектр

При нормальном распределении t_k

$$\chi(\omega) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega x} e^{-\frac{1}{2} \frac{x^2}{\sigma^2}} dx = e^{-\frac{\omega^2 \sigma^2}{2}}, \quad (9)$$

где $\sigma = \tau_m/3 = \sqrt{D}$; D — дисперсия флуктуаций α .

Выражения (5) и (7) с учетом (8) и (9) позволяют определить спектральный состав, эффективное значение и коэффициент искажения сетевого тока Π с бесконечной индуктивностью нагрузки в зависимости от колебаний α . Кроме того, соотношения (5) и (6) позволяют определить относительное уменьшение эффективного значения дискретной части спектра сетевого тока к полному потребляемому току:

$$I_d^*/I^* = \sqrt{\sum_{\omega_d} \left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m}\right) \frac{|\chi(\omega)|^2}{\omega^2}} \leq 1.$$

Очевидно также, что в квазистационарном режиме САР электропривода должна обеспечивать неизменным среднее значение мощности в нагрузке, что с учетом принятого выше допущения об отсутствии потерь в Π означает $I_d^* = I_c^* = \text{const}$ и позволяет с учетом (5), (6) определить относительное увеличение потребляемого из сети тока и полной мощности:

$$I^*/I_c^* = S^*/S_c^* = \frac{1}{\sqrt{\sum_{\omega_d} \left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m}\right) \frac{|\chi(\omega)|^2}{\omega^2}}}, \quad (10)$$

где I_c^* , S_c^* — ток и мощность, потребляемые в стационарном режиме.

Учтем теперь случайный характер колебаний амплитуды тока, который имеет место в реальной нагрузке с конечной индуктивностью. Обозначим

$$F(t) = \sum_k \Gamma_k \xi_k f_k(t), \quad (11)$$

где ξ_k учитывает колебания амплитуды Δi_d в окрестности установившегося значения I_d .

По аналогии с (4)

$$C_{\text{var}}(\omega) = \frac{2}{T} \int_{(T)} F(t) e^{i\omega t} dt, \quad (12)$$

где $C_{\text{var}}(\omega)$ — комплексная амплитуда гармоник с учетом колебаний тока.

Выражение для квадрата комплексной амплитуды:

$$|C_{\text{var}}(\omega)|^2 = C_{\text{var}}(\omega) C_{\text{var}}(-\omega) = \frac{4}{T^2} \int_{(T)} \int_{(T)} F(t) \times \\ \times F'(t') e^{i\omega(t-t')} dt \cdot dt', \quad (13)$$

где $C_{\text{var}}(-\omega)$ — комплексно сопряженная с $C_{\text{var}}(\omega)$.

Усреднение квадрата комплексной амплитуды гармоник тока дает:

$$M[|C(\omega)|^2] = \frac{4}{T^2} \int_{(T)} \int_{(T)} e^{i\omega(t-t')} dt \cdot dt' M[F(t)F(t')]. \quad (14)$$

После соответствующих преобразований и асимптотического перехода при $T \rightarrow \infty$ выражение для квадрата полного спектра сетевого тока принимает вид

$$(I_{\text{var}}^*)^2 = M[|C_{\text{var}}(\omega)|^2] = M[|C(\omega)|^2] + D\xi \frac{1}{\pi} \times \\ \times \int_0^\infty \frac{2 - \tilde{\chi}(\omega) - \tilde{\chi}(-\omega)}{\omega^2} d\omega, \quad (15)$$

где $\tilde{\chi}(\omega) = e^{i\omega} |\chi(\omega)|^2$ — характеристическая функция ширины импульса.

Преобразуя (15) с учетом (5), получаем

$$(I_{\text{var}}^*)^2 = (I^*)^2 + D\xi \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{1 - \cos \omega |\chi(\omega)|^2}{\omega^2} d\omega. \quad (16)$$

Из (5) и (16) можно найти общее выражение спектрального состава тока с учетом колебаний Δi_d и флуктуаций $\Delta \alpha$:

$$(I_{\text{var}}^*)^2 = \sum_{\omega_d} \left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m}\right) \frac{|\chi(\omega)|^2}{\omega^2} + \int_0^\infty \frac{4}{\pi} \left(\sin^2 \frac{\pi}{m}\right) \times \\ \times \frac{1 - |\chi(\omega)|^2}{\omega^2} d\omega + D\xi \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{1 - \cos \omega |\chi(\omega)|^2}{\omega^2} d\omega. \quad (17)$$

С другой стороны, из (11), (12) при условии стационарности ξ_k , $\xi_k^2 = \xi^2 = 1 + D\xi$, относительное

эффективное значение сетевого тока

$$I_{\text{var}}^* = I^* \sqrt{1 + D\xi}. \quad (18)$$

На основании (10) и (18) выражение для определения относительного увеличения тока и полной мощности при одновременном учете флуктуаций α и амплитуды i_d принимает вид

$$\frac{I_{\text{var}}}{I_d} = \sqrt{\frac{1 + D\xi}{\sum_{\omega_d} \left(4 \sin^2 \frac{\pi}{m} \right) \frac{|\chi(\omega)|^2}{\omega^2}}}, \quad (19)$$

а коэффициент искажения с учетом (5) и (18)

$$K_i = \sqrt{\frac{\left| \frac{\chi(2\pi/m)}{2\pi/m} \right|^2}{1 + D\xi}}. \quad (20)$$

С учетом найденной выше величины $\chi(\omega)$ выражение (17) позволяет определить спектральный состав тока для равномерного и нормального распределения. Из (17) видно также, что колебания тока нагрузки приводят к увеличению гармоник только в непрерывной части спектра, т. е. дискретная составляющая спектра не зависит от колебаний тока. Количественное соотношение между колебаниями амплитуд тока нагрузки i_d и флуктуациями α может быть определено для любой конкретной установки при известной передаточной функции $W(p)$ контура тока САР, связывающей колебания тока Δi_d^* с отклонениями сигнала на выходе регулятора тока $\Delta U_{p.r}^*$:

$$W(p) = \frac{\Delta U_{p.r}^*}{\Delta i_d}.$$

В свою очередь, $\Delta U_{p.r}^*$ имеет функциональную связь с отклонениями α , определяемую регулировочной характеристикой системы импульсно-фазового управления (СИФУ).

Расчеты показывают, что, например, при оптимизации контуров регулирования САР на модульный оптимум отклонениям тока $\Delta i_d^* = 0,1$ соответствуют в обычно применяемых СИФУ с синусоидальным опорным напряжением отклонения угла $1 \leq \tau_m = \Delta \alpha \leq 12^\circ$, где меньшие отклонения получаются в окрестности $\alpha = \pi/2$, а максимальные — вблизи $\alpha = 0$. Для указанных значений Δi_d^* и τ_m из расчета по выражению (19) при $m=6$ имеем $I/I_d = 1,025$ и $I/I_d = 1,034$ для нормального и равномерного распределения соответственно. При $m=12$ будет $I/I_d = 1,013$ и $1,014$.

Амплитуды гармоник шестипульсного П в стационарном ($\alpha = \text{const}$) и квазистационарном (при равномерном законе распределения t_k) режимах приведены на рис. 2.

Для удобства восприятия гармоники непре-

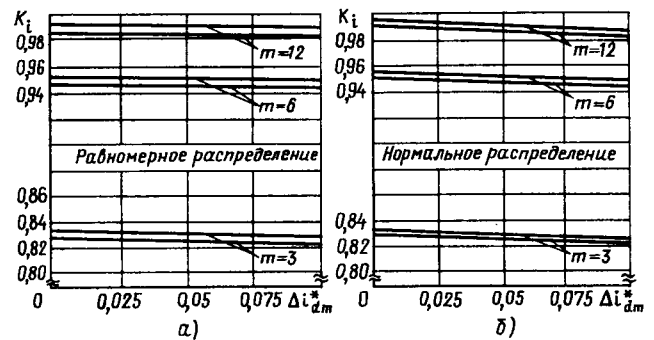


Рис. 3. Зависимость коэффициента искажения от колебаний тока нагрузки при $0 < |\tau_m| < 12^\circ$ (Δi_{dm}^* — максимальная относительная амплитуда колебаний i_d)

рывного спектра изображены в виде одной фиктивной гармоники, расположенной посередине между частотой первой и второй гармоник и имеющей то же эффективное значение, что и весь непрерывный спектр.

Принятая выше идеализация процесса коммутации позволила получить простые аналитические зависимости для непрерывной и дискретной частей спектра тока П и установить инвариантность дискретного спектра по отношению к стохастическим возмущениям с единичным математическим ожиданием.

Оценим теперь влияние на гармонический состав тока как коммутации, так и изменения тока на межкоммутационном интервале, т. е. максимально приблизим процесс к реальному. Примем при этом допущение о линейном характере коммутации (трапецеидальной форме кривой тока вентиля), что практически не вносит погрешности [2]. Допустим также, что форма кривой тока вентиля в процессе работы П «в основном» сохраняется, а его изменения осуществляются «растяжениями» или «сжатиями» по осям ординат, что для реальных постоянных времени цепи нагрузки также не внесет погрешности. Тогда

$$f_k(t) = \Gamma_k F \left(\frac{t - t_k}{t_{k+1} - t_k} \right); \quad X = \frac{t - t_k}{t_{k+1} - t_k}, \quad (21)$$

где $F(X)$ — «эталонный» импульс тока вентиля.

Далее, используя выше изложенную методику, получаем:

$$(I^*)^2 = M[|C(\omega)|^2] = |\lambda(\omega)|^2 + \frac{1}{\pi} |\lambda(\omega)|^2 \{ (rR_0 - 1) + \cos \frac{2\pi}{m} \operatorname{Re} [e^{j\omega} (R_1 - 1)] \}. \quad (22)$$

Здесь первое слагаемое характеризует дискретный спектр и имеет ненулевое значение толь-

ко при канонических частотах $\omega = 2\pi k \pm 2\pi/m$, второе слагаемое — непрерывный спектр, в котором

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= 1 + D\Gamma_k; \quad R_0 = \frac{M|\xi_k|^2}{|\lambda(\omega)|^2}; \quad R_1 = R_{k, k-1} = \frac{M[\xi_k \xi_{k-1}]}{|\lambda(\omega)|^2}; \\ |\lambda(\omega)|^2 &= \left| \frac{1}{j\omega} \int F(X) dX \frac{d}{dx} [\chi(\omega)(1-X)] \chi(\omega X) \times \right. \\ &\quad \left. \times e^{j\omega X} \right|^2, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

где $\chi(\omega)$ определено выше для равномерного и нормального распределений.

Расчеты на ЦВМ тока по выражению (22) с учетом (23) для типовых значений угла коммутации ($\gamma \approx 10-15^\circ$) показывают, что учет γ приводит к более быстрому затуханию гармоник дискретного спектра и мало отражается на непрерывном спектре (погрешность менее 5%), что физически объясняется распределением гармоник этой части спектра в основном в области низких частот. Зависимость коэффициента искажения от флуктуаций α и i_d , рассчитанная по выражению (16) при различных законах распределения, иллюстрируется рис. 3.

Заметим, что полученные результаты достаточно корректны для пульсности $m \leq 12$. При $m \rightarrow \infty$ исходное предположение о независимости t_k, t_{k+1} теряет силу. Однако рассмотрение такой ситуации имеет в основном теоретическое значение.

Выводы. 1. Работа зависимого преобразователя в замкнутой САР сопровождается генерацией в сети переменного тока как канонических гармоник, так и гармоник непрерывного спектра, амплитуда которых в области низких частот может достигать 4% от амплитуды основной гармоники.

2. Появление непрерывного спектра тока приводит к существенному (до 4—6%) увеличению полного тока, потребляемого преобразователем, и соответствующему уменьшению коэффициента искажения, причем относительное уменьшение коэффициента искажения не зависит от пульсности преобразователя и определяется лишь характером нагрузки, т. е. передаточной функцией контура тока САР и амплитудой колебания тока и угла управления.

3. В связи с инвариантностью дискретного спектра тока по отношению к непрерывному изложенная методика может быть применена для анализа энергетических характеристик П любой пульсности с произвольным законом управления; при этом на стадии выбора оптимального схемотехнического решения, т. е. на стадии сравнительного анализа различных П обе составляющие спектра тока могут быть определены без учета коммутации.

Уточненный расчет спектра тока на следующей стадии (после выбора схемы и закона управления П) должен быть произведен для дискретной части с учетом коммутации. Учет коммутационных процессов для непрерывной части спектра тока по изложенным выше причинам необязателен.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чернышев М. А. Закон первичных токов многофазных мутаторов. — Электричество, 1940, № 6, с. 53—55.
2. Магазинник Г. Г., Мельников В. Л. Анализ энергетических показателей зависимых m -фазных преобразователей с произвольным законом управления. — Электричество, 1984, № 8, с. 29—32.
3. Быков Ю. М. Применение теории случайных процессов в исследовании систем с вентильными преобразователями. — Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 6, с. 686—693.
4. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978. — 320 с.

УДК 621.315.1.001.24

Резонансы в неоднородных нагруженных цепных схемах

ГЛАЗКОВ А. И., ЗАХАРИН В. С., КАГАНОВ З. Г., МЕДВЕДЕВА Л. С.

Уфа

В некоторых электрических устройствах используются длинные линии, параметры которых регулярно изменяются от начала к концу. По концам таких линии включаются источники и приемники сигналов. К подобным устройствам относятся, например, геофизические грузонесущие коротажные кабели большой длины. Уже при глубинах скважин 3—5 км температура на забое достигает в среднем $+150^\circ\text{C}$, а давление 150 МПа. В этом случае внешние условия существенно влияют на погонные параметры кабеля [1].

Известно, что цепи с распределенными параметрами могут физически и математически моделироваться цепными схемами [2]. Очевидно, что цепи с непрерывно изменяющимися по длине параметрами могут моделироваться регулярно-неоднородными цепными схемами (РНЦС).

В данной статье мы ограничиваемся определением комплексных резонансных частот линейных пассивных РНЦС, нагруженных с обоих концов произвольными двухполюсниками. Задача сводится к поиску нулей и полюсов функции вход-

ного сопротивления цепи $Z_{вх}$. Нули (полюсы) $Z_{вх}$ необходимы, в частности, для вычисления входного тока (напряжения) РНЦС при заданном напряжении (токе) соответственно.

Как отмечено ниже, построение переходного процесса, в целом, выходит за рамки решаемой задачи. Данная работа представляет собой развитие наших предыдущих исследований [3].

Разделим неоднородную длинную линию на N отрезков одинаковой длины

$$l_0 = \frac{l}{N}, \quad (1)$$

где l — общая длина линии, м.

Каждый отрезок можно заменить четырехполюсником, отличающимся от соседних по заданному закону (рис. 1). По концам этой РНЦС включены сосредоточенные комплексные двухполюсники \underline{Z} и \underline{Z}_N (рис. 2, а).

Примем, что для данной РНЦС даны: тип звеньев (Т-, П- или Г-звенья), комплексное сопротивление \underline{Z}_i продольного и проводимость \underline{Y}_i поперечного элементов первого звена, комплексные сопротивления нагрузок \underline{Z}_0 и \underline{Z}_N . Положим, что законы изменения продольных и поперечных параметров звеньев в функции текущего номера звена i , отсчитанного от начала цепи таковы:

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_1 H^{i-1}; \quad \underline{Y}_i = \underline{Y}_1 Q^{i-1}, \quad (2)$$

где H, Q — заданные постоянные; $i=1, 2, \dots, N$ — текущий номер звена.

Отметим, что при $H \neq Q$ целесообразно пользоваться симметричными Т-звеньями вида $\underline{Z}_i/2 - \underline{Y}_i - \underline{Z}_i/2$, а при $H=Q^{\pm 1}$ — Г-звеньями вида $\underline{Z}_i - \underline{Y}_i$ (рис. 2, б).

В общем случае при $H \neq Q$ или $H=Q^{\pm 1}$ нагруженная РНЦС имеет вид, представленный на рис. 2, а и б. Следует подчеркнуть, что в схеме по рис. 2, а все Т-звенья симметричные, хотя они отличаются друг от друга. В цепи по рис. 2, б все Г-звенья несимметричные.

Для каждого звена РНЦС (по рис. 2, а и б) можно записать матрицу А-параметров:

$$\underline{A}^{(i)} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11}^{(i)} & \underline{A}_{12}^{(i)} \\ \underline{A}_{21}^{(i)} & \underline{A}_{22}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad i=1, 2, \dots, N, \quad (3)$$

где
для Т-звена

$$\left. \begin{aligned} \underline{A}_{11}^{(i)} &= 1 + \frac{\underline{Z}_i \underline{Y}_i}{2}; \\ \underline{A}_{12}^{(i)} &= \underline{Z}_i \left(1 + \frac{\underline{Z}_i \underline{Y}_i}{4} \right); \\ \underline{A}_{21}^{(i)} &= \underline{Y}_i; \\ \underline{A}_{22}^{(i)} &= 1 + \frac{\underline{Z}_i \underline{Y}_i}{2}; \end{aligned} \right\} \quad (4a)$$

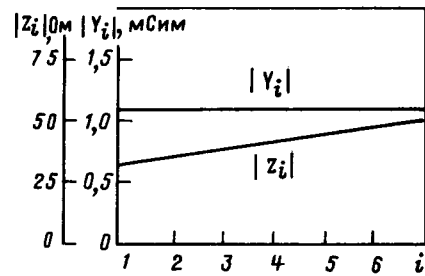


Рис. 1. Зависимость параметров звеньев РНЦС, замещающей кабель КГ1-53-180 при $l_0=10^3$ м, градиенте температуры $k_t=0,03^\circ \text{C/м}$ и градиенте давления $k_p=20 \text{ кПа/м}$, от номера звена i на частоте 10 кГц

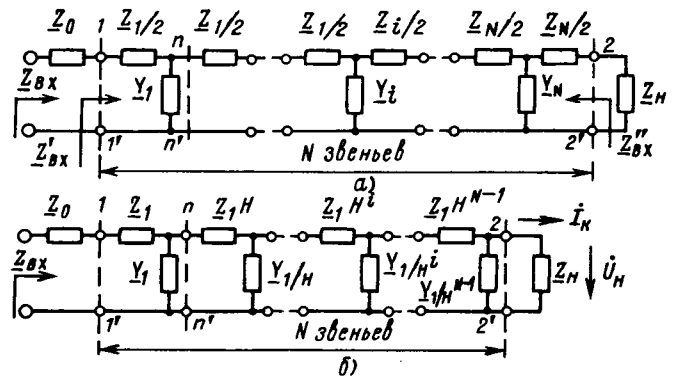


Рис. 2. РНЦС из N Т-звеньев (а) и Г-звеньев вида $\underline{Z}_i H^{i-1} - \underline{Y}_i H^{i-1}$ (б)

для Г-звена

$$\left. \begin{aligned} \underline{A}_{11}^{(i)} &= 1 + \underline{Z}_i \underline{Y}_i; \\ \underline{A}_{12}^{(i)} &= \underline{Z}_i; \\ \underline{A}_{21}^{(i)} &= \underline{Y}_i; \\ \underline{A}_{22}^{(i)} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (4б)$$

Для дальнейших расчетов всю РНЦС нужно свернуть до одного звена, нагруженного по концам двухполюсниками \underline{Z}_0 и \underline{Z}_N (рис. 3, а—в); Т-звенья свертываются к рис. 3, а, б, Г-звенья — к рис. 3, в соответственно. А-параметры однозвенного эквивалентного четырехполюсника вычисляются так:

$$[\underline{A}] = \prod_{i=1}^N \begin{bmatrix} \underline{A}_{11}^{(i)} & \underline{A}_{12}^{(i)} \\ \underline{A}_{21}^{(i)} & \underline{A}_{22}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Матрицы перемножаются в порядке следования четырехполюсников в схемах на рис. 2, а и б. Следует учесть, что все А-параметры комплексные. В результирующей квадратной А-матрице $\underline{A}_{11} \neq \underline{A}_{22}$.

Нагруженную цепную схему на рис. 2, а и б можно тем и иным способом (например, с помощью цепных дробей [4]) свернуть к виду, по-

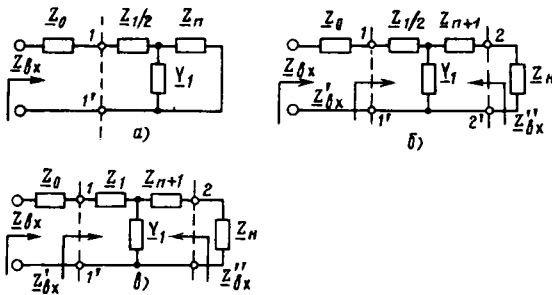


Рис. 3. Схемы эквивалентных звеньев РНЦС

казанному на рис. 3, а, т. е. к несимметричному короткозамкнутому Т-звену. Последнее легко преобразовывается в нагруженное несимметричное Т-звену (рис. 3, б) с А-параметрами результирующей матрицы (5):

$$A_{11} = 1 + \frac{Z_1 Y_1}{2}; \quad (6)$$

$$A_{12} = \frac{Z_1}{2} + Z_{n+1} + \frac{Z_1 Z_{n+1}}{2} Y_1; \quad (7)$$

$$A_{21} = Y_1; \quad (8)$$

$$A_{22} = 1 + Z_{n+1} Y_1. \quad (9)$$

Далее следует отметить своеобразный частный случай, когда используется Т-звену, для которого

$$H = Q^{-1}. \quad (10)$$

Данный случай (рис. 2, б) характерен тем, что А-параметры подобной РНЦС могут быть выражены с помощью многочленов Чебышева [5]. Использование этих функций очень удобно при решении ряда задач [6 и 7].

Можно сказать, что А-параметры, алгебраическая форма которых задана выражением (4, б), поддаются свертыванию не через произведение матриц (5) и не через цепную дробь (6) — (9), а с помощью выражений

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{\sqrt{H} U_N(q) - U_{N-1}(q)}{H(\sqrt{H})^{N-1}}; \\ A_{12} &= Z U_{N-1}(q) (\sqrt{H})^{N-1}; \\ A_{21} &= \frac{Y_1 U_{N-1}(q)}{(\sqrt{H})^{N-1}}; \\ A_{22} &= [U_{N-1}(q) - \sqrt{H} U_{N-2}(q) (\sqrt{H})^{N-1}], \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $U_{N-1}(q)$ — модифицированный многочлен Чебышева второго рода порядка $N-1$, от комплексного аргумента

$$q = q_1 + jq_2 = \frac{1+H}{2\sqrt{H}} + \frac{\sqrt{H}}{2} Z_1 Y_1; \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{N-1}(q) &= \frac{1}{\sqrt{1-q^2}} \sin(N \arccos q) \text{ при } |q| < 1; \\ U_{N-1}(q) &= \frac{1}{\sqrt{q^2-1}} \operatorname{sh}(N \operatorname{arch} q) \text{ при } |q| > 1. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

В (11) использованы эти функции порядков N , $N-1$, $N-2$.

Параметры свернутого Г-звена очевидны из (4, б)

$$Z = A_{12}; \quad Y = A_{21}, \quad (14)$$

где A_{12} и A_{21} определяются по (11).

При любой форме записи А-параметров входное сопротивление нагруженной РНЦС

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 + \frac{A_{11} Z_n + A_{12}}{A_{21} Z_n + A_{22}},$$

где

$$Z_n = \frac{U_n}{I_n}. \quad (15)$$

Введем следующие обозначения:

характеристические сопротивления со стороны входа и выхода эквивалентного несимметричного звена

$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{A_{11} A_{12}}{A_{21} A_{22}}}; \quad Z_{c2} = \sqrt{\frac{A_{22} A_{12}}{A_{21} A_{11}}}; \quad (16)$$

$$\operatorname{ch} \Gamma = \sqrt{A_{11} A_{22}}; \quad \operatorname{sh} \Gamma = \sqrt{A_{12} A_{21}}, \quad (17)$$

где Γ — комплексная постоянная передачи звена;

$$\Gamma = A + jB. \quad (18)$$

Используя (16) — (18), перепишем (15) следующим образом:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(Z_0 \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} + Z_n \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}}) \operatorname{ch} \Gamma + (\sqrt{Z_{c1} Z_{c2}} + \frac{Z_0 Z_n}{Z_{c1} Z_{c2}}) \operatorname{sh} \Gamma}{\sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} \operatorname{ch} \Gamma + \frac{Z_n}{\sqrt{Z_{c1} Z_{c2}}} \operatorname{sh} \Gamma}. \quad (19)$$

Обозначим далее

$$\operatorname{th} \Sigma_1 = \frac{Z_0 \sqrt{\frac{A_{22} A_{12}}{A_{21} A_{11}}} + Z_n \sqrt{\frac{A_{11} A_{12}}{A_{21} A_{22}}}}{\frac{A_{12}}{A_{21}} + Z_0 Z_n}; \quad (20)$$

$$\operatorname{th} \Sigma_2 = \frac{1}{Z_n} \sqrt{\frac{A_{22} A_{12}}{A_{21} A_{11}}}, \quad (21)$$

где

$$\Sigma_1 = \sigma_1 + js_1; \quad \Sigma_2 = \sigma_2 + js_2. \quad (22)$$

Подставляя (20) — (22) в (19) получаем после преобразований

$$Z_{\text{вх}} = \Psi \frac{\operatorname{sh}(\Sigma_1 + \Gamma)}{\operatorname{sh}(\Sigma_2 + \Gamma)}, \quad (23)$$

где

$$\Psi = (Z_0 + \frac{1}{Z_n} \frac{A_{12}}{A_{22}}) \frac{\operatorname{ch} \Sigma_2}{\operatorname{ch} \Sigma_1}. \quad (24)$$

Выражения (23) — (24) позволяют вычислить нули и полюсы функции входного сопротивления

по очевидным зависимостям:

$$\begin{aligned} \text{sh}(\underline{\Sigma}_1 + \underline{\Gamma}) = 0, \text{ откуда } \underline{\Sigma}_1 + \underline{\Gamma} = jk\pi, \quad k=1, 2, \dots, N; \\ \text{sh}(\underline{\Sigma}_2 + \underline{\Gamma}) = 0, \text{ откуда } \underline{\Sigma}_2 + \underline{\Gamma} = jk\pi, \quad k=1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (25)$$

Общее число нулей и полюсов входного сопротивления равно $2N-1$ [8]. В это число не включены особые точки сомножителя Ψ в (24). Их учет, ничего не меняя по существу, лишь усложняет изложение.

Подставляя (18) и (22) в (25), получаем: для нулей

$$\left. \begin{aligned} A^{(0)} &= -\sigma_1; \quad B^{(0)} = k\pi - s_1, \quad k=1, 2, \dots, N; \\ \text{для полюсов} \\ A^{(n)} &= -\sigma_2; \quad B^{(n)} = k\pi - s_2, \quad k=1, 2, \dots, N-1. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

При наличии в звеньях РНЦС и в нагрузках диссипативных элементов сопряженные нули и полюсы входного сопротивления существуют лишь на левой полуплоскости комплексной частоты

$$P = -\delta + j\omega. \quad (27)$$

В реальных цепях δ и ω всегда действительны положительные величины. Параметр δ характеризует затухание, ω — резонансную частоту.

Для определения резонансных частот далее необходимо задаться структурой Т- или Г-звеньев. Предположим, например, что РНЦС состоит из Т-звеньев (рис. 2, а), где

$$\underline{Z}_i = R_i + pL_i; \quad \underline{Y}_i = G_i + pC_i; \quad (28)$$

$\underline{Z}_i, \underline{Y}_i$ — заданы выражениями (2).

Для определения особых точек $\underline{Z}_{\text{вх}}$ система уравнений (19) — (28) должна быть самосогласована. Последнее достигается итерационной процедурой, которая организуется следующим образом.

1. В нулевом приближении задаются произвольными значениями $\delta(0)$ и $\omega(0)$, например для однородной цепной схемы в режимах холостого хода или короткого замыкания [6].

2. Вычисляются $\underline{Z}_i(0)$ и $\underline{Y}_i(0)$, а также все $\underline{Z}_i(0)$ и $\underline{Y}_i(0)$, где $i=1, 2, \dots, N$.

3. Свертывается нагруженная РНЦС и находится $\underline{Z}_{n+1}(0)$.

4. Вычисляются в нулевом приближении все А-параметры эквивалентного несимметричного Т-звена.

5. Вычисляются $\text{th} \underline{\Sigma}_m = T_m e^{j\theta_m}$ ($m=1, 2$), а также

$$\text{th } 2\sigma_m = \frac{2\cos \theta_m}{\frac{1}{T_m} + T_m}; \quad \text{tg } 2s_m = \frac{2\sin \theta_m}{\frac{1}{T_m} - T_m}. \quad (29)$$

6. Далее при $k=1$ для нулей и полюсов раздельно по (26) и (18) вычисляются нулевые приближения $A(0), B(0)$ и $\underline{\Gamma}(0)$.

7. Вычисляются первые приближения А-параметров по выражениям, вытекающим из (16) — (17):

$$\left. \begin{aligned} \underline{A}_{11}(1) &= \sqrt{\frac{\underline{A}_{11}(0)}{\underline{A}_{22}(0)}} \text{ch } \underline{\Gamma}(0); \quad \underline{A}_{12}(1) = \sqrt{\frac{\underline{A}_{12}(0)}{\underline{A}_{12}(0)}} \times \\ &\times \text{sh } \underline{\Gamma}(0); \\ \underline{A}_{21}(1) &= \sqrt{\frac{\underline{A}_{21}(0)}{\underline{A}_{12}(0)}} \text{sh } \underline{\Gamma}(0); \quad \underline{A}_{22}(1) = \sqrt{\frac{\underline{A}_{22}(0)}{\underline{A}_{11}(0)}} \times \\ &\times \text{ch } \underline{\Gamma}(0). \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

8. Далее процесс итерации продолжается, пока не будут удовлетворены контрольные соотношения (17).

После этого задаемся в (26) $k=2$ и т. д. Если в реальных цепях резонансы физически возможны, то итерационные процессы сходятся на 20—30 шагах. Если соотношение погонных параметров кабеля таково, что на той или иной гармонике резонансы физически невозможны из-за возрастания затухания [2, 8], то итерационный процесс расходится. Последнее служит признаком выпадения (физической невозможности существования) данной особой точки.

После окончания итерационного процесса для заданных $k=1, 2, \dots, N$ или $k=1, 2, \dots, N-1$, определяются соответствующие значения δ_k и ω_k по очевидным выражениям

$$\frac{\underline{Z}_k}{2} = \frac{\underline{A}_{11k}-1}{\underline{A}_{21k}}; \quad \underline{Y}_1 = \underline{A}_{21k}, \quad (31)$$

где k — номер гармоники в (26).

Отсюда по (27) — (28) получаем из (31)

$$\omega_k = \frac{\text{Im}(\underline{A}_{21k})}{C_1}; \quad \delta_k = \frac{G_1 - \text{Re}(\underline{A}_{21k})}{C_1}. \quad (32)$$

В качестве контрольных можно использовать выражения

$$\begin{aligned} \omega_k &= \frac{2}{L_1} \text{Im} \left(\frac{\underline{A}_{11k}-1}{\underline{A}_{21k}} \right); \quad \delta_k = \frac{2}{L_1} \left[R_1 - \text{Re} \times \right. \\ &\times \left. \left(\frac{\underline{A}_{11k}-1}{\underline{A}_{21k}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (33)$$

В данном случае должно быть всегда $\delta_k > 0$ и $\omega_k > 0$, так как знак «минус» в (27) учтен в формулах.

Пример. Определить резонансные значения комплексной частоты, соответствующие нулям входного сопротивления неоднородной нагруженной цепной схемы по рис. 2, а. Структура звеньев и соотношения между их параметрами (вид неоднородности) определены соответственно зависимостями (28) и (2). Исходные данные для расчета: $N=5$, $R_1=0,7$ Ом; $L_1=2 \cdot 10^{-5}$ Гн; $G_1=5 \cdot 10^{-6}$ Сим; $C_1=2 \cdot 10^{-8}$ Ф; $\underline{Z}_n=R_n=100$ Ом; $\underline{Z}_0=0$; $H=1,25$; $Q=1$ [9].

В качестве первого приближения задаемся значениями $\delta(0)$ и $\omega(0)$, соответствующими режиму короткого замыкания однородной цепной схемы, (ОЦС), составленной из N одинаковых звеньев с параметрами первого звена РНЦС. Известно, что нули входного сопротивления

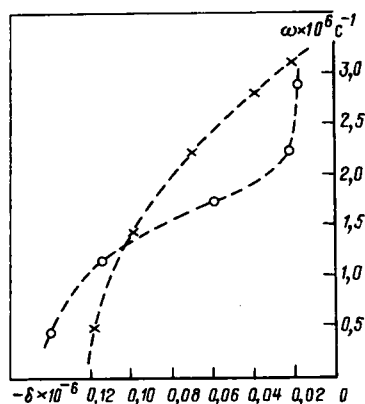


Рис. 4. Особые точки функции входного сопротивления для такого режима определяются из соотношений [3]:

$$q_1 = \cos \frac{\pi k}{N}; \quad q_2 = 0 \quad (k=1, 2, \dots, N), \quad (34)$$

где $q = q_1 + jq_2 = \text{ch } \Gamma_1$, $\Gamma_1 = A_1 + jB_1$ — коэффициент распространения первого звена.

Значения соответствующей комплексной частоты однозначно определяются структурой Т-звена;

$$p(0) = \delta(0) \pm j\omega(0) = -\frac{L_1 G_1 + R_1 C_1}{2L_1 C_1} \pm \sqrt{\left(\frac{L_1 G_1 + R_1 C_1}{2L_1 C_1}\right)^2 - \frac{G_1 R_1 - 2q + 2}{L_1 C_1}}. \quad (35)$$

Далее по вышеизложенному алгоритму организуется с помощью ЭВМ итерационный цикл, причем следует задаться определенной величиной погрешности при сравнении результатов с контрольными выражениями (17). В результате были получены следующие значения комплексных частот (рис. 4):

$$\begin{aligned} p_1 &= -0,139505 \cdot 10^6 \pm j0,444710 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_2 &= -0,113694 \cdot 10^6 \pm j1,146205 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_3 &= -0,058086 \cdot 10^6 \pm j1,756538 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_4 &= -0,021775 \cdot 10^6 \pm j2,252281 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_5 &= -0,017635 \cdot 10^6 \pm j2,915564 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}. \end{aligned}$$

Для сравнения приводятся комплексные час-

тоты, соответствующие нулям входного сопротивления ОЦС ($H=1$, $Q=1$):

$$\begin{aligned} p_1 &= -0,117881 \cdot 10^6 \pm j0,490461 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_2 &= -0,099257 \cdot 10^6 \pm j1,433831 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_3 &= -0,06856 \cdot 10^6 \pm j2,234974 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_4 &= -0,038416 \cdot 10^6 \pm j2,817125 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}; \\ p_5 &= -0,020027 \cdot 10^6 \pm j3,123248 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}. \end{aligned}$$

В программе было заложено прекращение итераций, если на n -м и $(n+1)$ -м шагах расхождения сказывались лишь на шестом десятичном знаке. Среднее число итераций, как указывалось, 20—30 шагов. Общее машинное время для расчета данного примера на ЭВМ СМ-4 составляет около 15 мин.

Примечания к примеру.

Нули функции Ψ в (24) находятся из условий: $\text{ch } \Sigma_2 = 0$; $A_{12} = -Z_0 Z_{\text{н}} A_{22}$. Для их вычисления необходима итерационная процедура, близкая к выполненной в примере. Описание ее лишь увеличивает объем статьи, не давая принципиально новой информации, так как построение переходного процесса на входе цепи выходит за рамки решаемой задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месенжик Я. З., Кабели для нефтегазовой промышленности.— Ташкент; ФАН, 1972.
2. Круг К. А. Основы электротехники. Т. 2.— М.: Госэнергоиздат, 1946.
3. Захарин В. С., Каганов З. Г., Медведева Л. С. Резонансы в нагруженных цепных схемах.— Электричество, 1984, № 4.
4. Хованский А. Н. Приложения цепных дробей и их обобщений к вопросам приближенного анализа. Государственное техническое изд-во, 1956.
5. Пашковский С. Вычислительные применения многочленов и рядов Чебышева.— М.: Наука, 1983.
6. Захарин В. С., Каганов З. Г., Медведева Л. С. Применение полиномов Чебышева к собственным числам к анализу однородных цепных схем.— Электричество, 1977, № 4.
7. Захарин В. С., Каганов З. Г., Медведева Л. С. Применение преобразования и полиномов Чебышева к анализу регулярно-неоднородных цепных схем.— Изв., СО АН СССР. Сер. техн. 1981, № 8, вып. 2.
8. Анализ переходных процессов в нагруженных цепях с распределенными параметрами / В. С. Захарин, З. Г. Каганов, Л. С. Медведева, А. В. Киселев. Электричество, 1984, № 9.
9. Глазков А. И., Киселев А. В. Аппроксимация пространственной неоднородности параметров специальных двухпроводных линий.— В кн.: Сложные электромагнитные поля и электрические цепи, 1985, № 13, Уфа: Уфимский авиационный ин-т.

[20.05.87]

Оценка соотношения между составляющими помехи на электрических станциях и подстанциях

ФЕДОРОВ Ю. К., канд. техн. наук

Применение электронной и вычислительной техники в устройствах управления, автоматики, измерения и сигнализации энергосистем поставило вопрос по ее защите от влияния электрических и электромагнитных полей. Особое значение этот вопрос получил при переводе указанной техники на новую элементную основу — полупроводниковую микроэлектронику, характеризующуюся существенно более низкими уровнями рабочих напряжений и токов. В изучении помехозащищенности электронной и вычислительной техники при ее размещении на территории электрических станций и подстанций недостаточно исследованной является сама помеха, в частности соотношение между ее продольной электрической и электромагнитной составляющими.

Определение характера продольной электрической составляющей (далее электрической составляющей) помехи, а также оценку ее уровня удобно осуществлять с помощью аналитического выражения, которое можно получить на основании схемы, изображенной на рис. 1. Ток I , проходящий в проводе A , наводит в сечении x провода B , через емкость C , ток

$$i(x) = \int \frac{U(x)}{x_c} dx = \int \frac{U(1-2x)\omega C}{2l^2} dx = \frac{U\omega C}{2l^2} (lx - x^2), \quad (1)$$

где

$$U(x) = \frac{U}{2} - \frac{U}{l} x;$$

x_c — сопротивление емкостной связи единицы длины провода.

Максимум тока электрической наводки в проводе

$$i_m = \frac{U\omega C}{8}. \quad (2)$$

Следует отметить, что при выводе формулы (1) сопротивление провода B не учитывалось. При его учете формула (1) принимает вид:

$$i(x) = \frac{U}{2l^2 \sqrt{z^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} (lx - x^2),$$

где z — полное сопротивление провода B .

Оценку соотношения между электрической и электромагнитной составляющими помехи удобно осуществить с помощью двух прямоугольных контуров (рис. 2), расположенных в одной плоскости, один из которых является активным (A), другой пассивным (B)*.

* Источник тока в активном контуре не показан, так как он не имеет принципиального значения для проводимого анализа.

Подобный подход к решению поставленной задачи был принят, исходя из следующих соображений. Как известно, источниками электрических и электромагнитных помех на электрических станциях и подстанциях в основном являются участки первичных электрических цепей, наиболее близко расположенные к объекту воздействия. Как правило, это расположенные параллельно или под прямым углом друг к другу электрические проводники (шины). Принимая кроме этого во внимание, что рассматриваемые участки цепей представляют собой части замкнутых электрических контуров и учитывая, что остальные части этих контуров тоже оказывают какое-то влияние на объект, представляется, что в качестве модели, наиболее правильно отражающей реальный источник помехи, может служить прямоугольный контур.

При этом следует заметить, что учет размеров реальных контуров может приводить к тому, что в одних случаях этот прямоугольный контур будет трансформироваться в две параллельные линии (когда не будет учитываться влияние боковых сторон), в других — в полупетлю (не учитывается влияние дальней стороны контура), в третьих — просто в прямую линию (учитывается влияние лишь ближайшей к объекту стороны активного контура). В качестве объекта воздействия помехи при исследовании соотношений между ее составляющими также можно использовать прямоугольный контур. Для удобства анализа его можно расположить в одной плоскости с активным контуром.

Что касается электрической и электромагнитной составляющих помехи, то условимся в качестве них рассматривать соответствующую составляющую наводки в пассивном контуре — э. д. с., ток или мощность¹.

Оценку целесообразно произвести путем сравнения мощностей электрической и электромагнитной наводок, выделяющихся на стороне пассивного контура, ближайшей к активному, в зависимости от расстояния между контурами и от частоты токов в них.

Определим мощность электрической наводки, которая выделяется на стороне контура B , ближайшей к контуру A , при прохождении по ней тока $i(x)$. Учитывая, что на отрезке провода dx выделяется мощность

$$dS_3 = i^2(x) \frac{z_k}{4l} dx = \frac{U^2 \omega^2 C^2}{4l^4} (l^2 x^2 - 2lx^3 + x^4) \frac{z_k}{4l} dx,$$

где z_k — полное сопротивление контура B (определение

¹ Очевидно, что наводку можно рассматривать в качестве помехи только с определенного ее уровня, начиная с которого происходит нарушение нормального функционирования вторичного устройства.

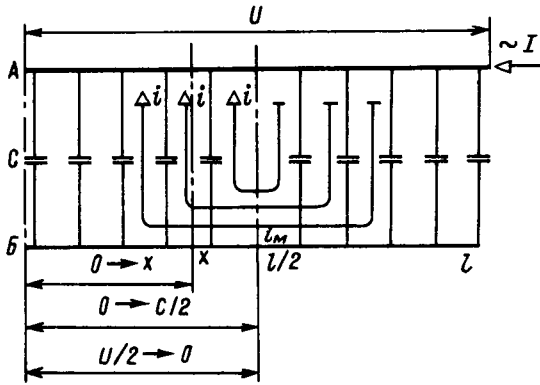


Рис. 1. Схема, поясняющая механизм возникновения продольной электрической составляющей помехи

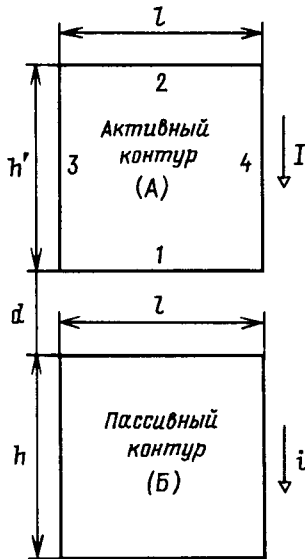


Рис. 2. Контур, с помощью которых можно произвести оценку соотношения между продольной электрической и электромагнитной составляющими помехи

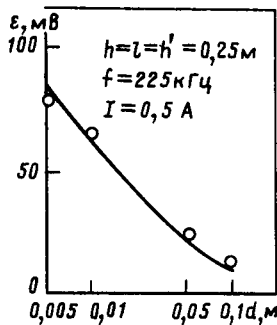


Рис. 3. Зависимость электромагнитной составляющей наводки (э. д. с.) в контуре Б от расстояния между контурами (расчетная кривая и экспериментальные точки)

z_k дано ниже), искомая мощность

$$S_3 = \frac{(U\omega C)^2 z_k}{16l^5} \int_0^l (l^2 x^2 - 2lx^3 + x^4) dx = \frac{(U\omega C)^2 z_k}{480}. \quad (3)$$

Определение электромагнитной составляющей наводки в контуре Б производится по следующим формулам:

для тока

$$i = \frac{\mathcal{E}}{z_k};$$

для мощности

$$S_{3m} = \frac{E^2}{4z_k},$$

где $\mathcal{E} = 4,44f\Phi_m$ — э. д. с., наведенная в контуре Б; $z_k = \sqrt{R_k^2 + x_k^2}$ — полное сопротивление контура Б; Φ_m — амплитудное значение магнитного потока, проходящего через контур Б (его определение приведено ниже). R_k, x_k — соответственно активное и индуктивное сопротивление контура.

Согласно [1]

$$R_k = \frac{\sqrt{\omega\gamma\mu_a b_0 l_k}}{2\pi r_0 \gamma b_1} \cos(\beta_0 - \beta_1 - 45^\circ),$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота ($\frac{1}{c}$); γ — удельная электрическая проводимость провода, Ом·м⁻¹; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость провода, Гн/м; r_0 — радиус провода, м; l_k — длина контура Б, м; $b_0, b_1, \beta_0, \beta_1$ — коэффициенты, определяются с помощью таблицы [1]; $x_k = \omega L_k$, L_k — индуктивность контура Б.

Из [2] индуктивность прямоугольного контура

$$L_k = \frac{\mu_0}{\pi} \left[l \ln \frac{2lh}{r_0(l+c)} + h \ln \frac{2lh}{r_0(h+c)} + 2c - 1,75(l+h) \right],$$

где μ_0 — магнитная постоянная, Гн/м; l, h, c — соответственно длина, ширина и диагональ прямоугольного контура.

Магнитный поток

$$\Phi_m = \Phi_{m1} + \Phi_{m2} + \Phi_{m3} + \Phi_{m4}, \quad (4)$$

где отдельные слагаемые представляют собой магнитные потоки, наведенные в контуре Б от тока, проходящего соответственно по сторонам 1—4 контура А.

Для определения значений слагаемых магнитного потока Φ_m были получены следующие выражения:

$$\Phi_{m1} = \frac{\mu_0 I_m}{2\pi} \left(\sqrt{(d+h)^2 + l^2} - \sqrt{d^2 + h^2} + l \ln \frac{(l + \sqrt{d^2 + h^2})(d+h)}{d(l + \sqrt{(d+h)^2 + l^2})} - h \right); \quad (5)$$

$$\Phi_{m2} = -\frac{\mu_0 I_m}{2\pi} \left(\sqrt{(D+h)^2 + l^2} - \sqrt{D^2 + h^2} + l \ln \frac{(l + \sqrt{D^2 + h^2})(D+h)}{D(l + \sqrt{(D+h)^2 + l^2})} - h \right); \quad (6)$$

$$\Phi_{m3} = \Phi_{m4} = -\frac{\mu_0 I_m}{4\pi} \left[(d+h) \ln \left(\frac{d+h}{l} + \sqrt{\left(\frac{d+h}{l} \right)^2 + 1} \right) - d \ln \left(\frac{d}{l} + \sqrt{\left(\frac{d}{l} \right)^2 + 1} \right) + l \sqrt{\left(\frac{d}{l} \right)^2 + 1} - (d+h+h') \ln \left(\frac{d+h+h'}{l} + \sqrt{\left(\frac{d+h+h'}{l} \right)^2 + 1} \right) \right]$$

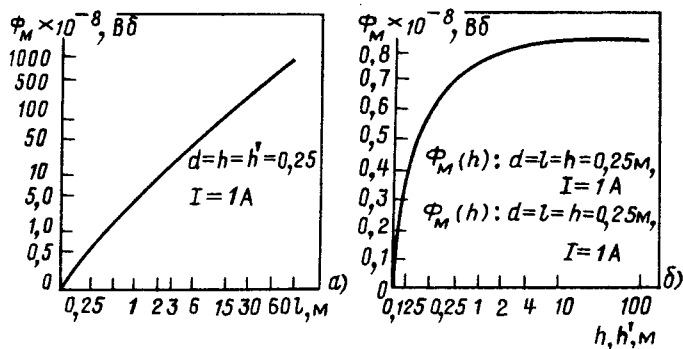


Рис. 4. Зависимость магнитного потока Φ_M от размеров контуров l (а) и h, h' (б)

$$\begin{aligned}
 & + \sqrt{\left(\frac{d+h+h'}{l}\right)^2 + 1} + l \sqrt{\left(\frac{d+h+h'}{l}\right)^2 + 1} + \\
 & + (d+h') \ln \left(\frac{d+h'}{l} + \sqrt{\left(\frac{d+h'}{l}\right)^2 + 1} \right) - \\
 & - l \sqrt{\left(\frac{d+h'}{l}\right)^2 + 1} - h' \ln \frac{h'}{d+h} + h' \left(\frac{d+h}{h'} + 1 \right) \ln \left(1 + \right. \\
 & \left. + \frac{h'}{d+h} \right) + h' \ln \frac{h'}{d} - h' \left(\frac{d}{h'} + 1 \right) \ln \left(1 + \frac{h'}{d} \right) \Big], \quad (7)
 \end{aligned}$$

где $D=d+h'$; I_m — амплитудное значение синусоидального тока, проходящего в контуре А(А).

Выражения (5) — (7) были получены с помощью формулы магнитной индукции в произвольной точке пространства от синусоидального тока, проходящего по отрезку прямолинейного проводника [1], путем ее преобразования применительно к ближней, индукционной зоне электромагнитного поля, и последующего интегрирования по площади, ограниченной контуром Б. На рис. 3 показаны расчетная кривая и экспериментальные точки электромагнитной составляющей наводки (э.д.с.). Как видно, совпадение получилось вполне удовлетворительным.

Для проведения оценки соотношения между составляющими помехи необходимо определить параметры контуров (активного и пассивного), диапазон расстояний между ними и диапазон частот, при котором будет проводиться оценка. Как следует из формул (4) — (7), суммарный магнитный поток, проходящий через контур Б, зависит от геометрических размеров контуров (l, h и h'). Причем зависимость его от величины l (см. график рис. 4, а) с ростом l становится линейной, а при $l=0,25$ м примерно в 3,7 раза меньше удельного потока (магнитного потока на единицу длины l) в линейной части зависимости $\Phi_M(l)$.

Из графика рис. 4, б, следует, что магнитный поток Φ_M растет при увеличении h и h' , причем растет до определенного предела, который в 1,5 раза превосходит поток Φ_M при значениях h (или h'), равном 0,25 м. Исходя из соображений удобства проведения экспериментов, были выбраны квадратные контуры со стороной, равной 0,25 м. При этом следует заметить, что выбрав контуры таких размеров, мы тем самым примерно на порядок уменьшили удельную электромагнитную составляющую наводки (э.д.с. контура Б,

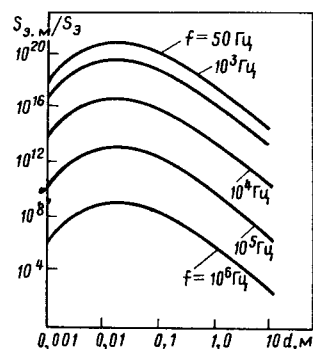


Рис. 5. Отношения мощностей электромагнитной к продольной электрической составляющей наводки

отнесенная к единице длины l) по сравнению с ее возможным максимумом.

Сравнение величин составляющих наводки было проведено при следующих расстояниях между контурами (значениях параметра d в метрах): 0,001; 0,01; 0,1; 1,0; 10.

Анализируя частоты различных источников регулярных и нерегулярных помех на электрических станциях и подстанциях можно прийти к заключению, что все они лежат в диапазоне 50 Гц — 1 МГц.

Предварительные расчеты показывают, что значение электромагнитной составляющей наводки при определенных расстояниях между контурами и частотами тока в них существенно превосходит электрическую составляющую наводки. Указанное обстоятельство позволяет определить расчетные условия для электрической составляющей наводки. Во-первых, учитывая, что ток на сторонах 2, 3 и 4 контура А действует на уменьшение наибольшей электрической наводки, возникающей от прохождения тока на стороне 1 контура А, в расчет принимается только та часть электрической составляющей наводки, которая возникает от тока, проходящего по стороне 1 контура А. Во-вторых, известно [3], что емкость между прямоугольными контурами меньше (примерно на 5—10 %) суммы емкостей между симметричными (относительно оси симметрии) сторонами разных контуров. Принимая это во внимание и учитывая сложность определения емкости между прямоугольными контурами [3] в формуле (3) под величиной емкости C подразумевалась сумма емкостей между симметричными сторонами контуров А и Б**.

Результаты расчета отношений мощностей электромагнитной и электрической составляющей наводки в зависимости от расстояния между контурами (d) и частоты циркулирующих в них токов показаны на графиках рис. 5. При составлении указанных графиков были приняты следующие исходные данные: действующее значение тока в контуре А равно 1А, провод

** Здесь значение емкости C определялось как разность между значением емкости, рассчитанным по формуле (5-62) или (5-66) 3 для заданного расстояния d между проводниками, и значением уединенной емкости, определяемым по тем же формулам.

контура медный, круглого сечения, площадь сечения $2,5 \text{ мм}^2$, длина стороны контура $0,25 \text{ м}$.

Выводы. 1. Из проведенного анализа следует, что при расстояниях между источниками и объектами воздействия помех от $0,001$ до 10 м и диапазоне частот от 50 Гц до 1 МГц продольная электрическая составляющая помехи на менее, чем на два порядка меньше электромагнитной.

2. При исследованиях помехозащищенности электронной и вычислительной техники, размещенной на территории электрических станций и подстанций про-

дольной электрической составляющей помехи можно пренебречь.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1973. — 751 с.
2. Электротехнический справочник. — Т. 1 / Под общ. ред. П. Г. Грудинского и др. — М.: Энергия, 1974. — 776 с.
3. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергониздат, 1981. — 228 с.

[22.09.87]

УДК 621.314.224.8.088.001.6

Погрешности трансформатора тока в режиме АПВ

ЧУНИХИН А. А., АСОНОВ В. А., ПРОШИН А. А.

Для измерения токов в переходном режиме при испытаниях высоковольтных выключателей и других аппаратов на кафедре электрических аппаратов МЭИ разработан измерительный трансформатор тока (ТТ) на номинальное напряжение 15 кВ , измеряемый ток (действующее значение) $5\text{—}120 \text{ кА}$ при вторичной активной нагрузке $R_n=5 \text{ Ом}$ и постоянной времени первичной цепи $T_1=0,1 \text{ с}$. Допустимая погрешность по току 1% при времени измерения $t \leq 0,1 \text{ с}$. Тороидальный магнитопровод выполнен из стали марки 3425, наружный и внутренний диаметры магнитопровода равны $0,7$ и $0,5 \text{ м}$, осевой размер $0,1 \text{ м}$. Магнитопровод имеет 12 немагнитных зазоров расчетной длиной по $0,2 \text{ мм}$. Фактически суммарный зазор, определенный по погрешности ТТ при ненасыщенной стали [1], равен $\delta=3,13 \text{ мм}$. Число витков первичной обмотки $W_1=1$ (шина), вторичной $W_2=5000$. Вторичная обмотка многослойная, намотанная равномерно по всей окружности тороида.

Для ТТ так же, как и для выключателей, наиболее тяжелым является режим автоматического повторного включения (АПВ), в котором погрешность ТТ не должна превышать 2% . Для испытания ТТ требуется установка с токами к. з. $I_{к.з.}=120 \text{ кА}$. Ввиду трудности получения такого тока применена трехвитковая первичная обмотка из медной шины с площадью поперечного сечения 500 мм^2 , питаемая от генератора ТИ-100, обеспечивающего ток к. з. $I_{к.з.}=40 \text{ кА}$ при требуемой постоянной времени аperiodической составляющей $0,1 \text{ с}$. Ввиду обнаруженного ранее [2] сильного влияния тока обратной шины испытательного контура на погрешность ТТ диаметр первичной обмотки был выбран равным 3 м .

При испытаниях по схеме рис. 1 сначала включается выключатель В1, затем в момент, соответствующий максимальной аperiodической составляющей тока, включается короткозамыкатель КЗ1. Через промежуток времени $t=0,18 \text{ с}$ отключается В1. Далее выдерживается стандартная бестоковая пауза $t_n=0,25 \text{ с}$, после чего включается выключатель В2, а затем короткозамыкатель КЗ2. Важно, чтобы ток второго к. з. имел такую же аperiodическую составляющую, как и при первом к. з., направленную в ту же сторону (рис. 2). К моменту отключения В1 индукция в стали достигает примерно

$1,1 \text{ Тл}$, затем она спадает по экспоненте с постоянной времени

$$T' = (L_0 + L_{2T}) / (r_{2T} + R_n) = 4,9 \text{ с},$$

где $L_0=9,86 \text{ Гц}$ — индуктивность ветви намагничивания Т-образной схемы замещения при фактическом зазоре; $L_{2T}=0,041 \text{ Гн}$ — индуктивность ветви вторичной обмотки; $r_{2T}=13 \text{ Ом}$ — активное сопротивление ветви вторичной обмотки в Т-образной схеме замещения; $R_n=5 \text{ Ом}$. В последующих образцах ТТ за счет совершенствования технологии зазор удалось снизить до $2,8 \text{ мм}$ ($T'=5,5 \text{ с}$). В конце бестоковой паузы индукция снижается до $0,96 \text{ Тл}$ и при втором включении нарастает до $1,8 \text{ Тл}$.

Мгновенная погрешность по току определяется по методике [1,3—5]:

$$\epsilon = \frac{i_0}{I_{1 \text{ пер.м}}} 100 = \frac{B\delta}{\mu_0 I_{1 \text{ пер.м}}} 100,$$

где i_0 — приведенное к первичной обмотке мгновенное значение намагничивающего тока к моменту времени t ; $I_{1 \text{ пер.м}}$ — амплитудное значение периодической составляющей первичного тока; B — индукция в стали в момент времени t ; δ — суммарный немагнитный зазор; $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$.

Вопрос о точности определения погрешности рассмотрен в [1, 6].

Очень важна погрешность измерения индукции. Для измерения индукции испытуемый ТТ имеет измерительную обмотку с числом витков $W_{изм}=438$. Напряжение с нее подается на интегрирующий усилитель, напряжение на выходе которого пропорционально индукции в магнитопроводе. Погрешность интегрирования определяется по формуле:

$$\Delta U_{\text{вых}} \% = \left[1 - \frac{T_{yc}}{\tau} (1 - e^{-\tau/T_{yc}}) \right] 100,$$

где τ — длительность интегрирования; T_{yc} — постоянная времени интегрирующего усилителя.

Если функцию $e^{-\tau/T_{yc}}$ разложить в ряд и пренебречь членами малого порядка, то получим

$$\Delta U = 50 \frac{\tau}{T_{yc}}.$$

Для получения приемлемой погрешности ΔU постоянная времени T_{yc} должна быть на порядок выше длительности измеряемого тока при цикле АПВ, равной приблизительно 0,5 с. С ростом T_{yc} погрешность интегрирования уменьшается, но возрастают погрешности из-за дрейфа нуля и шумов усилителя. Поскольку индукция при втором к. з. складывается с индукцией при первом к. з., возможна погрешность интегрирования из-за выхода интегрирующего усилителя в зону насыщения. Для проверки интегрирующего усилителя на насыщение вычисляем наибольшее напряжение, подаваемое на вход усилителя от измерительной обмотки. Периодическая составляющая вторичного напряжения E_2 равна

$$E_2 = I_2 \sqrt{(R_n + r_{2T})^2 + (-x_{2T})^2} = 4,44 f W_2 B_{пер. м} S_c,$$

где $I_2 = 24$ А — максимальный вторичный ток; $R_n = 5$ Ом; $r_{2T} = 13$ Ом; $f = 50$ Гц; $-x_{2T} = 12,9$ Ом; $W_2 = 5000$; $S_c = 95$ см² — площадь поперечного сечения стали магнитопровода; $B_{пер. м}$ — амплитуда периодической составляющей индукции

$$B_{пер. м} = \frac{I_2 \sqrt{(R_n + r_{2T})^2 + (-x_{2T})^2}}{4,44 f W_2 S_c} = 0,05 \text{ Тл.}$$

Тогда напряжение на измерительной обмотке от переменной составляющей индукции равно

$$E_{изм} = 4,44 f W_{изм} B_{пер. м} S_c = 47 \text{ В.}$$

По результатам предыдущих испытаний ТТ отношение аperiodической составляющей индукции к периодической составляющей равно $B_a/B_{пер. м} = 7,5$. Определяем ожидаемое значение напряжения аperiodической составляющей $U = E_{изм} K_a = 350$ В.

Так как в режиме АПВ индукция почти удваивается, усилитель необходимо испытать на напряжение 700 В. При проверке на вход усилителя подается напряжение 700 В промышленной частоты и снимается осциллограмма. На осциллограмме не должно наблюдаться искажений синусоиды, особенно в области амплитудного

значения. Отклонение луча на осциллограмме должно быть равно 60—80 мм и при осциллографировании процесса нарастания индукции не должно превышать это значение. Постоянная времени интегратора T_{yc} должна быть равна не менее 5 с; при этом погрешность интегрирования не превышает 5 %. Для проверки динамики усилителя на вход интегрирующего усилителя подается постоянное напряжение 3—10 В, записывается выходное напряжение и определяется погрешность усилителя (рис. 3).

При проведении испытаний было установлено, что отношение K_a аperiodической составляющей индукции к периодической равно 12,5, и, следовательно, напряжение на входе интегрирующей цепочки усилителя может достигнуть 1160 В вместо рассчитанных 700 В. Поэтому была увеличена постоянная времени интегрирующей цепочки до 8,3 с. Погрешность измерения индукции снизилась с 5 до 3 %. Результаты измерения ТТ в режиме АПВ сведены в таблицу.

Следует отметить, что при втором цикле включение — отключение (ВО) кроме намагничивающего тока i_{02} , обусловленного первичным током данного цикла, течет ток, обусловленный остающимся к моменту второ-

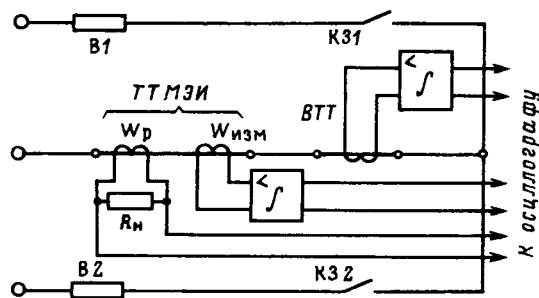


Рис. 1. Схема испытаний трансформатора тока в режиме АПВ

Характеристики		Полупериоды									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Первое включение	Ток воздушного ТТ, кА (действующее значение)	122	119	111	107	105	104	102	100	99	97,5
	Ток ТТ, кА (действующее значение)	128	123	115	112	109	106	104	102	102	101
	Индукция, Тл	0,024	0,22	0,282	0,39	0,43	0,484	0,56	0,638	0,66	0,735
	Ток намагничивания, А	60	550	705	975	1080	1220	1400	1590	1650	1840
	Погрешность ТТ ε, %	0,03	0,324	0,415	0,575	0,635	0,715	0,824	0,935	0,975	1,08
Второе включение	Ток воздушного ТТ, кА (действующее значение)	108	103	97,0	95,2	92,0	90,0	87,6	87,0	86,2	86,6
	Ток ТТ, кА (действующее значение)	105	101	94,5	93,0	90,0	88,5	87,0	85,5	84,0	83,0
	Индукция, Тл	0,99	0,99	1,05	1,13	1,16	1,23	1,26	1,32	1,33	1,38
	Ток намагничивания, А	2480	2480	2630	2820	1900	3040	3140	3310	3300	3450
	Погрешность ТТ ε, %	1,45	1,45	1,55	1,65	1,70	1,79	1,85	1,93	1,93	2,03

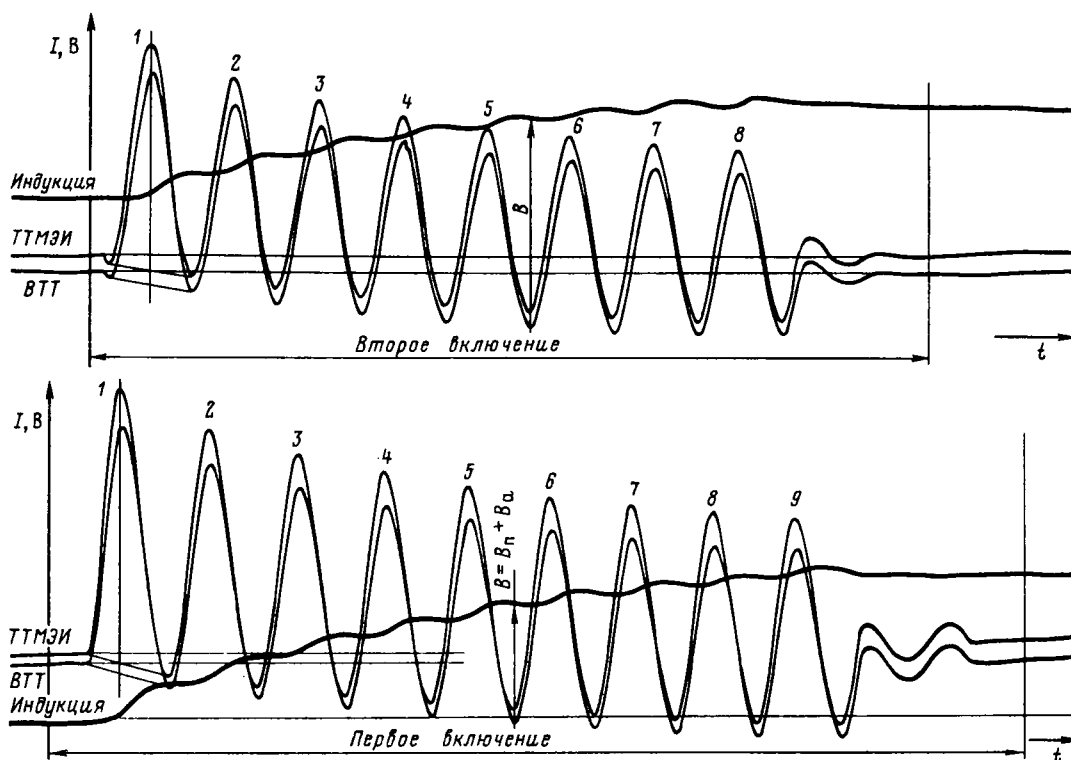


Рис. 2. Осциллограмма испытаний трансформатора тока при эквивалентном токе $I_{к.з}=120$ кА (интервал около 0,17 с между отключением В1 и включением К32 исключен, т. е. часть бестоковой паузы исключена)

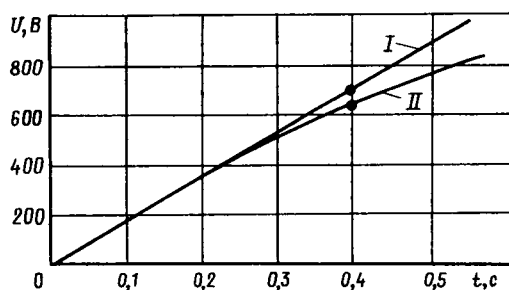


Рис. 3. К определению погрешности интегрирующего усилителя: кривая I — вид характеристики идеального интегрирующего усилителя; кривая II — реальная характеристика интегрирующего усилителя

го отключения током намагничивания, который подмагничивает магнитопровод. Этот ток складывается с намагничивающим током второго цикла и увеличивает погрешность ТТ.

$$i_0' = I_{1 \text{ пер. м}} \frac{T_1}{T' - T_1} (e^{-t/T'} - e^{-t'/T_1}) - I_{1 \text{ пер. м}} \times \\ \times \frac{1}{\omega T'} \sin \omega t; \\ i_{0. \text{ ост}} = I_{0. \text{ нач}} e^{-\frac{t_n + t'}{T'}}$$

где $I_{1 \text{ пер. м}}$ — амплитуда тока к. з. при втором цикле ВО; t_n — время бестоковой паузы; $I_{0. \text{ нач}}$ — намагничивающий ток в момент первого отключения (спадает с постоянной времени T') t' — время, отсчитываемое с начала второго включения.

Закключение. 1. Разработанный для испытательной установки трансформатор тока в режиме АПВ с бестоковой паузой при наличии самой неблагоприятной апериодической составляющей с постоянной времени 0,1 с имеет погрешность 2,03 % (при немагнитном зазоре 3,13 мм). В дальнейшем за счет уменьшения зазора до 2,4—2,8 мм погрешность уменьшится.

2. При испытаниях в предельных условиях максимальное значение индукции не превышало 1,38 Тл. На осциллограмме не наблюдалось видимых нелинейных искажений вторичного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чунихин А. А., Асонов В. А., Строганов Б. Г. Методика определения мгновенной мощности по току трансформатора тока в переходных режимах через индукцию в магнитопроводе. — М.: Изд-во МЭИ, 1984.
2. Строганов Б. Г., Чунихин А. А. Влияние внешнего магнитного поля на работу трансформатора тока с немагнитными зазорами в переходном режиме. — Перспективы развития высоковольтной аппаратуры в XI пятилетке Тез. докл. на VII Всес. науч. совещании. Л., 1980.
3. Казанский В. Е. К оценке точности трансформаторов тока в переходном режиме. — Электричество, 1980, № 4.
4. Сирота И. М., Стогний Б. С. О погрешностях трансформаторов тока в переходном режиме. — Электричество, 1980, № 4.

5. А. с. 1101911 (СССР). Способ определения погрешности измерительного трансформатора тока в переходном режиме / Б. Г. Строганов, А. А. Чуннихин, Опубл. в Б. И., 1984, № 25.

6. Чуннихин А. А., Строганов Б. Г. Метод определения погрешности трансформатора тока в переходном режиме — Электричество, 1986, № 3.

[04.03.86]

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Московский ордена Ленина и ордена Октябрьской Революции энергетический институт объявляет прием слушателей на факультет переподготовки дипломированных инженеров по специальностям «Применение микропроцессорных систем и новой элементной базы в машиностроении», «Вычислительная техника в системах автоматизации» и «Системы автоматизированного проектирования».

Слушатели получают знания и навыки в области теории и практики применения вычислительной и микропроцессорной техники, периферийных, интерфейсных устройств и других специальных устройств в системах автоматизации и проектирования, в области теории оптимальных инженерных решений, математической теории оптимального эксперимента, моделирования сложных систем. Срок обучения — 9 месяцев с отрывом от производства. Размер оплаты за обучение одного слушателя — 1450 руб. На время обучения за слушателями сохраняется заработная плата по месту работы. Иногородним представляется общежитие.

За справками обращаться в деканат факультета по адресу: 105835, ГСП, Москва, Е-250, Красноказарменная ул., 14. Спецфакультет МЭИ. Телефон: 362-70-25. Начало занятий — 1 октября.

УДК 621.372.018.782.3.001.24

Переходный процесс в цепи с переменным сопротивлением при учете малого параметра

АНГЕЛОВА Р. К., ГИЧЕВ Т. Р.

НРБ

Быстрые изменения топологии электрической цепи и параметров входящих в нее элементов принято называть коммутацией [1]. При моделировании происходящих в цепи переходных процессов считают, что коммутация осуществляется мгновенно. Строгий анализ процесса коммутации заменяется постулированием двух законов коммутации, причем не уточняется область применения этих законов, а приводятся примеры, когда они не выполняются [1, 2]. Невыполнение законов коммутации в некоторых цепях, содержащих реактивные элементы, объясняется принятой излишне упрощенной схемой замещения цепи. В [1, 2] высказывается уверенность, что при более строгом анализе (если принимается реальная длительность процесса коммутации и учитываются как распределенная емкость между обмотками индуктивных катушек и емкость между контактами ключа, так и параметры соединительных проводов), невыполнение законов коммутации может быть устранено.

В настоящей статье¹ рассматривается модель процесса коммутации в подключенных к источнику постоян-

ного напряжения электрических цепях, причем предполагается, что коммутация осуществляется в малое, но конечное время [3]. В этой модели вычисляются параметры цепи в конце интервала коммутации. Далее на основе результатов теории сингулярно возмущенных дифференциальных уравнений [4] делается вывод, что из-за малой паразитной емкости между контактами ключа и между обмотками индуктивной катушки не всегда можно сделать «некорректную» коммутацию корректной. Приводятся результаты численных экспериментов, которые подтверждают это. Для рассматриваемой цепи найдена оценка, которая определяет те значения паразитной емкости, при которых коммутация остается «некорректной».

Начнем анализ с электрической RL -цепи, схема замещения которой изображена на рис. 1, а [1, 2]. Предположим что процесс отключения совершается за интервал времени $[0, t_1]$, где t_1 — малое положительное число. Пусть $R(t)$ — сопротивление между контактами ключа K , которое стремится к бесконечности, когда $t \rightarrow (t_1 - 0)$ и, кроме того, $R(0) = 0$. Через r , r_1 и L , L_1 обозначим соответственно активное сопротивление и индуктивность двух катушек. В цепи включен источник постоянного напряжения U . Пусть i_k^0 — ток в ветви $B_k D_k$, $k=0,1$. При $A=U/r$ для $t \in [0, t_1]$ точки i_k^0 и i_1^0 яв-

¹ Эти исследования финансированы Комитетом по науке НРБ.

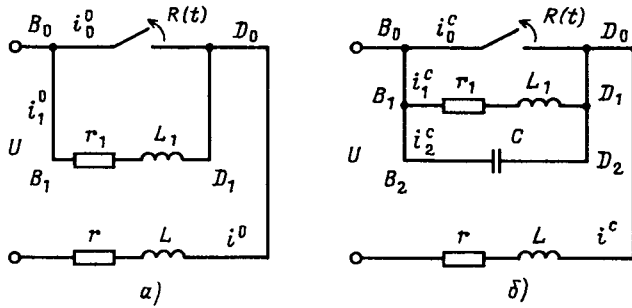


Рис. 1

ляются решением задачи

$$(i_0 + i_1)r + L \frac{d(i_0 + i_1)}{dt} + r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} = U, \quad i_0(0) = A; \quad (1)$$

$$R(t)i_0 = r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt}, \quad i_1(0) = 0. \quad (2)$$

Из (1) и (2) вытекает, что

$$L \frac{di_0}{dt} + i_0(r + R(t) + \frac{L}{L_1} R(t)) - i_1(\frac{L}{L_1} r_1 - r) = U, \quad i_0(0) = A. \quad (3)$$

Тогда из (2) и (3) находим, что

$$\begin{aligned} i_0^0(t) = & A e^{-\frac{r}{L}t} \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_0^t R(\tau) d\tau\right) + \\ & + \frac{U}{L} e^{-\frac{r}{L}t} \int_0^t e^{\frac{r}{L}\tau} \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_\tau^t R(\xi) d\xi\right) d\tau + \\ & + \frac{Lr_1 - L_1 r}{LL_1} e^{-\frac{r}{L}t} \int_0^t \int_0^\tau R(s) i_0^0(s) e^{\frac{r_1}{L_1}s} ds e^{(\frac{r}{L} - \frac{r_1}{L_1})\tau} \times \\ & \times \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_\tau^t R(s) ds\right) d\tau. \end{aligned} \quad (4)$$

Введем в рассмотрение функции

$$\varphi(s) = e^{\frac{r_1}{L_1}s}, \quad z_\varphi(\theta) = \int_0^\theta R(s) i_0^0(s) \varphi(s) ds.$$

Умножая обе части равенства (4) на $R(t)\varphi(t)$ и потом интегрируя от 0 до θ , $\theta \in (0, t_1)$, получаем, что

$$\begin{aligned} z_\varphi(\theta) \leq z_\varphi(t_1 - 0) \leq & A \limsup_{b \rightarrow (t_1 - 0)} \int_0^b R(t) \varphi(t) \exp \times \\ & \times \left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_0^t R(\tau) d\tau\right) dt + \frac{U}{L} \limsup_{b \rightarrow (t_1 - 0)} \int_0^b R(t) \varphi(t) \times \\ & \times \left\{ \int_0^t \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_\tau^t R(s) ds\right) d\tau + \frac{|Lr_1 - L_1 r|}{LL_1} \times \right. \\ & \times \limsup_{b \rightarrow (t_1 - 0)} \int_0^b R(t) \varphi(t) \int_0^t \int_0^\tau R(s) i_0^0(s) e^{\frac{r_1}{L_1}s} ds \times \\ & \times \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_\tau^t R(s) ds\right) \left. \right\} d\tau dt, \end{aligned}$$

откуда следует, что при некоторой постоянной $A_1 > 0$ выполняется

$$z_\varphi(t_1 - 0) \leq A \frac{LL_1}{L+L_1} + A_1 t_1 (z_\varphi(t_1 - 0) + 1). \quad (5)$$

Так как t_1 — малое число, из (5) вытекает, что $z_\varphi(t_1 - 0)$ — конечное число. Тогда из (4) и из соотношения

$$\lim_{t \rightarrow (t_1 - 0)} i_0^0(t) = 0$$

следует, что сопротивление $R(t)$ должно удовлетворять равенству

$$\lim_{t \rightarrow (t_1 - 0)} \exp\left(-\frac{L+L_1}{LL_1} \int_0^t R(\tau) d\tau\right) = 0. \quad (6)$$

С другой стороны, из определения $z_\varphi(\cdot)$ следует, что при некоторой постоянной $A_2 > 0$ имеет место оценка

$$z_\varphi(t_1 - 0) \geq e^{-\frac{r}{L}t_1} A \frac{LL_1}{L+L_1} - A_2 t_1 (z_\varphi(t_1 - 0) + 1). \quad (7)$$

Тогда из (5) и (7) вытекает, что для близких к нулю значений $t_1 > 0$ выполняется следующее приближенное равенство:

$$z_\varphi(t_1 - 0) \approx \frac{U}{r} \frac{LL_1}{L+L_1}. \quad (8)$$

Из (2) следует, что

$$i_1^0(t) = \frac{1}{L_1} e^{-\frac{r_1}{L_1}t} \int_0^t R(\tau) i_0^0(\tau) e^{\frac{r_1}{L_1}\tau} d\tau,$$

и тогда согласно (8)

$$i_1^0(t_1 - 0) \approx \frac{U}{r} \frac{L}{L+L_1}. \quad (9)$$

Равенство (9) показывает, что полученные здесь результаты полностью согласуются с теми, которые известны в литературе [1, 2].

Теперь рассмотрим электрическую цепь со схемой замещения, представленной на рис. 1, а для случая, когда принимается малая паразитная емкость между контактами ключа и между обмотками катушки L_1 (рис. 1, б). Эта емкость обозначена через C .

Ток в ветви $B_k D_k$ обозначим через i_k^c , $k=0, 1, 2$. Все остальные обозначения такие же, как и в первом случае. В интервале $[0, t_1)$ токи i_0^0 , i_1^0 , i_2^0 являются

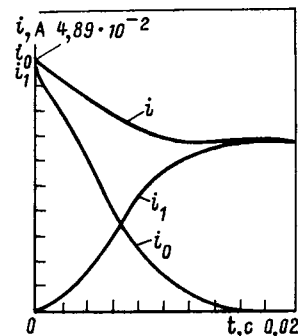


Рис. 2

решением задачи

$$\left. \begin{aligned} r(i_0+i_1+i_2)+r_1i_1+L_1\frac{di_1}{dt}+L\frac{d(i_0+i_1+i_2)}{dt}=U, \\ i_0(0)=A; \\ r_1i_1(t)+L_1\frac{di_1(t)}{dt}=\frac{1}{C}\int_0^t i_2(\tau)d\tau, \\ i_1(0)=0; \\ r_1i_1(t)+L_1\frac{di_1(t)}{dt}=R(t)i_0, \\ i_2(0)=0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Если введем обозначения $y=\frac{di_1}{dt}$, $i=i_0+i_1+i_2$, то задача (10) для $t \in (0, t_1)$ принимает вид

$$\left. \begin{aligned} C\frac{dy}{dt}+y\frac{Cr_1R(t)+L_1}{R(t)L_1}+i_1\frac{r_1+R(t)}{R(t)L_1}-\frac{i}{L_1}=0, \\ i(0)=A; \\ L\frac{di}{dt}+ri+L_1y+r_1i_1=U, \\ i_1(0)=0; \\ \frac{di_1}{dt}=y, \\ y(0)=0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Из теории сингулярно возмущенных уравнений [4] следует, что при малых $C>0$ решение i_1^* , i^* , y^* задачи (11) близко к решению i_1^* , i^* , y^* следующей задачи, которая получается из (11) при $C=0$:

$$\left. \begin{aligned} y+i_1\frac{r_1+R(t)}{L_1}-i\frac{R(t)}{L_1}=0, \\ i(0)=A; \\ L\frac{di}{dt}-ri+L_1y+r_1i_1=U, \\ i_1(0)=0; \\ \frac{di_1}{dt}=y. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Однако из (12) при $i=i_0+i_1$ получаем задачу (1), (2). Следовательно при малых $C>0$ токи i_1^* и i^* близки соответственно к токам i_1^0 и $i^0=i_0^0+i_1^0$. Так как коммутация в цепи со схемой замещения на рис. 1, а «некорректна», естественно ожидать, что при малых $C>0$

коммутация в цепи со схемой замещения, представленной на рис. 1, б, тоже является «некорректной».

Подробнее рассмотрим процесс коммутации в цепи со схемой замещения на рис. 1, б при следующих значениях параметров: $L_1=5$ Гн, $L=10$ Гн, $U=200$ В, $r_1=1900$ Ом, $r=4090$ Ом, $t_1=0,02$ с.

Тогда из формулы (9) получаем

$$i_1^0(t_1-0) \approx \frac{2}{61,35}.$$

На основе формул (10) при

$$R(t)=\frac{t}{(t_1-t)^3}, \quad t \in [0, t_1]$$

И. Илароновым и Е. Арнаутовой была составлена программа для вычислительной машины. Проведенные эксперименты показали, что при $C \leq 5,4 \cdot 10^{-7}$ Ф коммутация является «некорректной». Если через i_0^* , i_1^* , i_2^* обозначены токи в цепи при $C=5,4 \cdot 10^{-7}$ Ф, то значения токов i_1^* и $i^*=i_0^*+i_1^*+i_2^*$ в момент $t=0$ и в момент $t=t_1$ будут следующие: $i_1^*(0)=0$; $i^*(0)=U/r=2/40,9$; $i_1^*(t_1-0)=3,341 \cdot 10^{-2}$; $i^*(t_1-0)=3,337 \cdot 10^{-2}$. Так как $i_1^*(t_1-0) \approx i^*(t_1-0)$ и $i^*(t_1-0) < i^*(0)$, то коммутация «некорректна». С другой стороны, значения тока $i_1^*(t_1-0)$ близко к значению (14) тока $i_1^0(t_1)$, которое получается в схеме замещения на рис. 1, а (при $C=0$).

Характер полного изменения токов i_0^* , i_1^* , i^* в интервале $[0, t_1]$ приведен на рис. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов В. П. Основы теории цепей.— М.: Высшая школа, 1985.
2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М.— Л.: Энергия, 1966.
3. Буткевич Г. В. Дуговые процессы при коммутации электрических цепей.— М.: Энергия, 1973.
4. Васильева А. Б., Бутузов В. Ф. Асимптотические разложения решений сингулярно возмущенных уравнений.— М.: Наука, 1973.

[14.07.87]

УДК 621.315.613.1:546.212

Диэлектрические методы определения содержания пленок воды в кристаллах слюды

МЕЦИК М. С., ЩЕРБАЧЕНКО Л. А., КУЗНЕЦОВА В. А., МОРОЗОВ В. Н.

Иркутский государственный университет

В природных кристаллах слюды вода встречается в виде линзоподобных включений, тонких плоских полимолекулярных слоев и отдельных молекул, локализованных в межпакетных областях кристаллической решетки и существенно ухудшающих диэлектрические свойства слюд [1—3]. Ввиду малой толщины прослоек воды в кристалле и большой активности внутренних поверхностей кристалла [4] пленки воды обладают измененными физическими свойствами [5, 6]. Этот вывод вытекает также из описанных ниже экспериментальных исследований, которые позволяют предложить

диэлектрический метод измерения концентрации воды в слюдах.

Кристалл слюды представим в виде чередующихся силикатных слоев общей толщиной H , разделенных тонкими водными прослойками общей толщиной h_b . Для такой системы справедливо выражение

$$\frac{1}{C_{с.в.}} = \sum_i^n \frac{1}{(C_c)_i} + \sum_i^n \frac{1}{(C_b)_i} = \left(\sum_i^n \frac{(H_c)_i}{(\epsilon_c)_i} + \sum_i^n \frac{(h_b)_i}{(\epsilon_b)_i} \right) \frac{4\pi}{S} = \frac{4\pi}{S} \left(\frac{H_c}{\epsilon_c} + \frac{h_b}{\epsilon_b} \right) = \frac{1}{C_c} + \frac{1}{C_b}, \quad (1)$$

Вид слюды, рудник	H , мкм	C_{300} , пФ	$T_{изл}$, К	$TKC_1 \cdot 10^5$, $T < T_{изл}$	$TKC_2 \cdot 10^5$, $T > T_{изл}$	ΔC , пФ	$CT_{изл}$, пФ	h/H по ΔC , %	$\frac{h}{H}$ по TKC , %	$\frac{h}{H}$ по HKC , %	$\frac{e_b}{e_l}$
Флогопит, Ковдор, нена- гревостойкий	55,3	30,35	165	3,4	33,8	0,35	29,6	1,3	1,4	1,4	1,36
Флогопит, Эльконка, Арьябиловский	54	44,8	191	1,7	7,5	0,11	44,5	0,27	0,26	0,25	1,42
Флогопит, Каталах	24	54,95	200	5,6	9,6	0,10	54,40	0,20	0,18	0,20	1,27
Мусковит, Луговка	69,5	24,8	240	0,8	6,0	0,04	24,53	0,16	0,19	0,14	1,36
Мусковит, Витимский	49,5	59,25	200	0,65	3,5	0,08	59,05	0,13	0,11	0,11	1,48

Примечание. Среднее значение $e_b/e_d = 1,4$.

где $(C_c)_i$, $(C_a)_i$ — емкость элементарных слоев слюды и пленок воды; e_c , e_b ; H_c , h_b ; C_c , C_b — усредненные диэлектрические проницаемости, суммарные толщины слоев слюды и воды, их полные емкости соответственно; $C_{c,b}$ — емкость системы «слюда — водные пленки».

При охлаждении кристаллов пленки воды в них переходят в льдоподобное состояние и емкость образца изменяется скачком на величину $\Delta C = C_{c,b} - C_{c,l}$, тогда можно записать

$$\frac{1}{C_{c,l}} = \frac{4\pi}{S} \left(\frac{H_c}{e_c} + \frac{h_l}{e_l} \right) = \frac{1}{C_c} + \frac{1}{C_l}, \quad (2)$$

где $C_{c,l}$, C_l , e_l , h_l — емкость системы «слюда — лед», суммарная емкость льдоподобных пленок, их диэлектрическая проницаемость и толщина соответственно.

Из разности выражений (1) и (2) имеем

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C}{C_{c,b}} &\approx \frac{e_{c,l}}{H_c} \left[\frac{h_l}{e_l} - \frac{h_b}{e_b} \right] = \frac{h_b}{H_c} e_{c,l} \times \\ &\times \left[\frac{1,1}{e_l} - \frac{1}{e_b} \right] = \frac{h_b}{H_c} e_c \left[1,1 \frac{e_b}{e_l} - 1 \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Разрешая выражение (3) относительно $\frac{h_b}{H_c}$, имеем:

$$\frac{h_b}{H_c} = \frac{\frac{\Delta C}{C_{c,b}}}{e_{c,l} \left(\frac{1,1}{e_l} - \frac{1}{e_b} \right)} = \frac{e_b}{e_c} \frac{\frac{\Delta C}{C}}{\left(1,1 \frac{e_b}{e_l} - 1 \right)}. \quad (4)$$

Для исключения из выражения (4) неизвестных величин e_b/e_l и e_b/e_c , используем зависимость температурного коэффициента емкости слюдяного конденсатора (TKC) в криогенной области. Как показано в [7], при низких температурах изменение емкости с температурой (TKC) описывается двумя отрезками прямой, что соответствует двум значениям TKC : TKC_1 — ниже точки излома и TKC_2 — выше ее. При этом TKC_2 всегда больше TKC_1 и существенно больше TKC самой слюды (TKC_c). Это наглядно иллюстрируется данными, приведенными в таблице и на рис. 1. Таким образом, более высокие значения TKC кристаллов реальных слюд обусловлены наличием в них, главным образом, пленок воды. Это открывает возможность для определения содержания воды в слюдах по измерению их TKC .

Продифференцировав (1) и поделив результат на ΔT , имеем

$$\frac{\Delta C}{C_{c,b} \Delta T} = \frac{\Delta C_c}{C_c^2 \Delta T} + \frac{\Delta C_b}{C_b^2 \Delta T}$$

или, умножив на C_c , получим

$$(TKC)_{c,b} \approx (TKC)_c + \frac{C_c}{C_b} (TKC)_b. \quad (5)$$

Аналогично после кристаллизации пленок воды из выражения (2) имеем

$$(TKC)_{c,l} \approx (TKC)_c + \frac{C_c}{C_l} (TKC)_l, \quad (6)$$

где $(TKC)_{c,b}$, $(TKC)_{c,l}$ — температурный коэффициент емкости кристаллов до и после кристаллизации пленок воды.

На высоких частотах, как показывает эксперимент (рис. 2),

$$(TKC)_{c,l} \approx (TKC)_c. \quad (7)$$

Тогда формула (5) после преобразований переходит в следующую:

$$\frac{h}{H} = \frac{e_b}{e_c} \frac{(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}}{(TKC)_b}. \quad (8)$$

Чтобы воспользоваться формулой (8) для определения относительного содержания воды, необходимо знать TKC водных пленок $(TKC)_b$.

В [6] изучалась зависимость емкости кристаллов мусковита от низких температур, а затем подобная зависимость исследовалась в тех же кристаллах с искусственно введенными в них пленками воды извест-

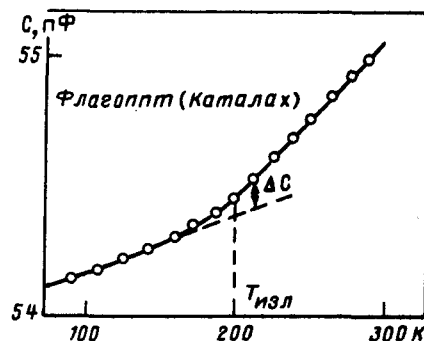


Рис. 1. Типичная зависимость емкости от температуры для кристалла слюды — флогопита (Каталах)

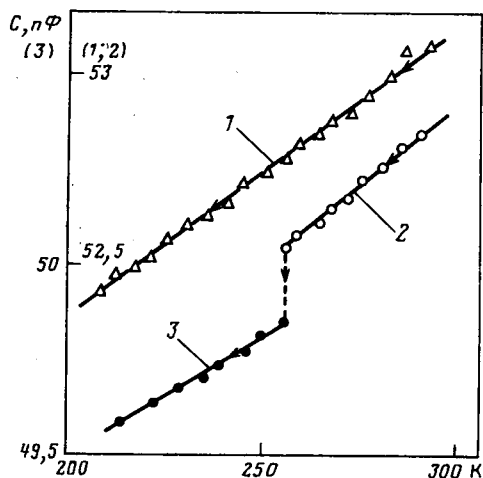


Рис. 2. Зависимость от температуры емкости кристалла слюды (1); емкости того же кристалла с введенной в него пленкой воды толщиной $h=0,40$ мкм: ветвь 2 — до кристаллизации, ветвь 3 — после кристаллизации пленки.

$\nu=500$ кГц, $H=19,8$ мкм, $\epsilon_b=40$, $(TKC)_{c,b}=16,8 \cdot 10^5$, $(TKC)_{c,l}=15,4 \cdot 10^5$, $(TKC)_b=1,4 \cdot 10^2$

ной толщины, т. е. измерялись $(TKC)_c$, $(TKC)_{c,b}$, $(TKC)_{c,l}$ и h/H . Кроме того, измерялось значение диэлектрической проницаемости пленок воды, введенных в кристалл. Типичные данные представлены на графиках рис. 3. Из них видно, что $(TKC)_b$ мало зависит от частоты и в среднем равняется $1,3 \cdot 10^{-2} \text{ К}^{-1}$.

Для определения величины ϵ_b и отношения ϵ_b/ϵ_l приравняем выражения (4) и (8):

$$\frac{\epsilon_b}{\epsilon_c} \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{(1,1 \cdot \frac{\epsilon_b}{\epsilon_l} - 1)} = \frac{\epsilon_b}{\epsilon_c} \frac{(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}}{(TKC)_b} \quad (9)$$

Разрешая (9) относительно $\frac{\epsilon_b}{\epsilon_l}$, получаем:

$$\frac{\epsilon_b}{\epsilon_l} = 0,91 + \frac{0,91 \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot (TKC)_b}{(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}} \quad (10)$$

В правой части все величины известны из эксперимента. В таблице приведены измеренные значения величин, входящих в формулу (10) и вычисленные по ним отношения диэлектрической проницаемости пленочной воды и пленочного льда $\frac{\epsilon_b}{\epsilon_l}$ для пяти кристаллов.

Среднее значение этой величины составляет 1,4. По данным [8] диэлектрическая проницаемость объемного льда равняется 3,0—2,5 на частотах 10^3 ; $6 \cdot 10^3$ Гц при температурах 220 и 265 К соответственно. Для более высоких частот, на которых проводились наши измерения, это значение должно быть еще меньше. Полагая $\epsilon_l=2,5$, для диэлектрической проницаемости природных пленок воды в кристаллах слюды получим $\epsilon_b=2,5 \cdot 1,4=3,5$.

Таким образом, молекулярная вода в природных кристаллах слюды находится в состоянии с вырожденной дипольно-ориентационной поляризацией, т. е. в виде

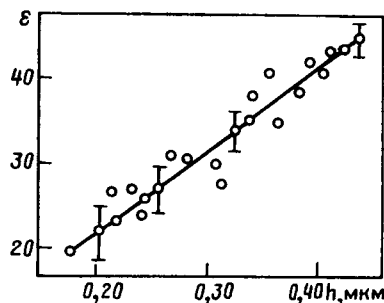


Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости пленок воды в расколе слюды от их толщины

граничных пленок [5, 6]. С учетом $\epsilon_b=3,5$ и диэлектрической проницаемости слюды мусковита $\epsilon_{c,m}=7$ и флогопита $\epsilon_{c,f}=6$ соответственно формулы (4) и (9) приобретают вид:

$$\left(\frac{h}{H}\right)_{\text{муск}} = \frac{3,5}{7} \frac{\frac{\Delta C}{C}}{1,1 \cdot 1,4 - 1} = 0,5 \frac{\frac{\Delta C}{C}}{0,54} \approx \frac{\Delta C}{C}, \quad (11)$$

$$\left(\frac{h}{H}\right)_{\text{муск}} = \frac{3,5}{7} \frac{(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}}{1,3 \cdot 10^{-2}} = 38 [(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}]; \quad (12)$$

$$\left(\frac{h}{H}\right)_{\text{флог}} = \frac{3,5}{6} \frac{\frac{\Delta C}{C}}{0,54} = 1,1 \frac{\Delta C}{C}; \quad (13)$$

$$\left(\frac{h}{H}\right)_{\text{флог}} = 45 [(TKC)_{c,b} - (TKC)_{c,l}]. \quad (14)$$

По этим формулам рассчитывалось содержание воды h/H в кристаллах на основе их диэлектрических характеристик. Результаты расчета приведены в таблице. Видно, что они удовлетворительно согласуются между собой и с результатами измерений содержания воды в кристаллах методом ИКС [9].

Как показывают данные, полученные в лабораториях Иркутского госуниверситета, пленочная вода в слюдах влияет не только на величину ТКс слюд, но и на их диэлектрические потери, электропроводность, электрическую прочность и процессы старения слюдяной изоляции в электрическом поле, другие свойства слюд. Этим определяется значимость описанных методов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лашев Е. К., Слюда М.: Промстройиздат, 1946. — 296 с.
2. Мецик М. С. Физика расщепления слюд. — Иркутск: Вост.-Сиб. кн. изд-во, 1967. — 278 с.
3. Волков К. И., Загибалов П. Н., Мецик М. С. Свойства, добыча и переработка слюды. — Иркутск: Вост.-Сиб. кн. изд-во, 1971. — 319 с.
4. Щербаченко Л. А., Мецик М. С., Кузнецова В. А. Влияние состояния активности поверхности кристаллов слюды на фазовые переходы и толщину граничных слоев в тонких пленках воды и расколах слюды. — В кн.: Вопросы формирования и фазовых превращений. Калинин, 1984, с. 15—21.
5. Мецик М. С. Физика поверхностных явлений на кристаллах слюд: Дис... доктор техн. наук. М., Ин.-т. физ. хим. АН СССР, 1946. — 413 с.

6. Щербаченко Л. А. Канд. дисс. Физико-химические особенности фазовых кристаллов слюды. Дис... канд. техн. наук. Иркутск, ИГУ, 1982.— 173 с.

7. Влияние граничных слоев воды на диэлектрические свойства и тепловое расширение кристаллов слюды / М. С. Мецник, Л. А. Щербаченко, В. Н. Морозов, В. М. Калихман —

В сб.: Фазовые превращения.— Нальчик, 1986, 55 с.

8. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела.— М.: Наука, 1963. 205 с.

9. Мецник М. С., Шишелова Т. И. Метод определения молекулярной воды в слюдах по ИК-спектрам.— Журнал прикладной спектроскопии, 1971, т. XV, вып. 5, с. 927—928.

[27.06.87]

УДК 621.314.26:621.382

Умножители частоты на синтезированных нелинейных реактивных элементах

НОВОЖИЛОВ О. П., канд. техн. наук

Московский институт электронного машиностроения

Среди известных типов умножителей частоты (УЧ) наибольшее распространение получили ферромагнитные умножители с кратностями от двух до девяти, нашедшие широкое применение в качестве источников энергии повышенной частоты для питания различных потребителей [1—4]. В последние годы сформировалось и развивается новое направление в технике умножения частоты, связанное с применением полупроводниковых управляемых ключей. Можно выделить два подхода к построению УЧ на управляемых ключах. Первый из них заключается в применении управляемых ключей для непосредственного соединения источника переменного напряжения с нагрузкой. При этом УЧ можно рассматривать как подкласс преобразователей частоты с непосредственной связью [5—8], специфика которого состоит в том, что отношение выходной частоты к входной является целым числом. Другой подход состоит в синтезировании с помощью управляемых ключей и накопителей энергии нелинейных реактивных элементов, названных по этой причине синтезированными нелинейными реактивными элементами (СНРЭ), и построении на их основе УЧ.

В [9—10] показано, что последовательная цепь (рис. 1,а) при идеальных условиях позволяет реализовать СНРЭ с вольт-кулоной характеристикой, в виде кусочно-линейной функции (рис. 1,б). Структурная схема СНРЭ приведена на рис. 1,в. Принцип работы СНРЭ базируется на автоматическом выполнении условий коммутации ключа в цепи с одним накопителем энергии. Однозначность (отсутствие гистерезиса) характеристики (рис. 1,б) свидетельствует о потенциальной способности СНРЭ преобразовывать энергию без потерь и, следовательно, о перспективности их применения в УЧ.

Цель статьи — рассмотрение вопросов оптимизации энергетических режимов работы СНРЭ и их схемной реализации в УЧ.

Общая постановка задачи и метод ее решения. Выберем в качестве критерия оптимальности режима работы УЧ энергетические показатели: выходную мощность и к. п. д. Тогда задача оптимизации заключается в определении параметров схемы УЧ, обеспечивающих максимум энергетических показателей, и относится к задачам параметрической оптимизации.

решаемых обычно путем многократного анализа схемы устройства. Такой путь оптимизации УЧ на СНРЭ весьма трудоемок даже при использовании современных средств вычислительной техники. Предлагается и в дальнейшем используется другой подход, состоящий в отыскании режима работы СНРЭ, при котором достигаются максимальная преобразуемая мощность и к. п. д., и последующей реализации найденного оптимального режима с помощью соответствующего выбора внешних по отношению к СНРЭ электрических цепей. Объектом исследований выбран элементарный УЧ, составляющий основу практических схем УЧ и представляющий собой источник гармонических колебаний с частотой ω , соединенный через СНРЭ с нагрузкой. При этом предполагается, что на нагрузке выделяются колебания с умноженной частотой $N\omega$, где N — кратность умножения.

Основные соотношения. Рассмотрим цепь (рис. 1,а), находящуюся под воздействием переменного напряжения

$$u(\vartheta) = \sum_{n=1, N} U_n \cos(n\vartheta + \varphi_n), \quad \vartheta = \omega t. \quad (1)$$

Допустим, что при $\vartheta = \vartheta_1 - \vartheta_2$ ключ K замкнут, а при $\vartheta = \vartheta_2 - (\vartheta_1 + 2\pi)$ разомкнут. Тогда поведение СНРЭ будет описываться следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\omega R_k q_k'(\vartheta) + C^{-1} q_k(\vartheta) = u(\vartheta), \quad (2)$$

где $k=1, 2$; причем индекс $k=1$ относится к замкнутому состоянию ключа, индекс $k=2$ — к разомкнутому; q_k — заряд, протекающий по цепи (рис. 1,а); R_k — сопротивление ключа.

Решение системы уравнений (2) запишем в виде

$$q_k(\vartheta) = S_k \exp\left(-\frac{\vartheta - \vartheta_k}{r_k}\right) + f_k(\vartheta), \quad (3)$$

где $r_k = \omega C R_k$;

$$f_k(\vartheta) = \sum_{n=1, N} \frac{C U_n}{1 + n^2 r_k^2} [\cos(n\vartheta + \varphi_n) + n r_k \sin(n\vartheta + \varphi_n)]. \quad (4)$$

Постоянные S_k определяются из условия непрерыв-

ности заряда в моменты коммутации ключа:

$$q_1(\theta_1) = q_2(\theta_1 + 2\pi); \quad q_1(\theta_2) = q_2(\theta_2). \quad (5)$$

Подставляя (3) в (5), находим в результате решения системы уравнений:

$$S_1 = \frac{f(\theta_1) - f(\theta_2) \exp(-\delta_2)}{1 + \exp[-(\delta_1 + \delta_2)]}; \quad S_2 = \frac{f(\theta_1) \exp(-\delta_1) - f(\theta_2)}{1 + \exp[-(\delta_1 + \delta_2)]} \quad (6)$$

где

$$\delta_1 = \frac{\theta_2 - \theta_1}{r_1}; \quad \delta_2 = \frac{\theta_1 - \theta_2 + 2\pi}{r_2}; \quad f(\theta) = f_2(\theta) - f_1(\theta). \quad (7)$$

На основании (1), (3) определим активные мощности и эквивалентные емкости СНРЭ на частотах $n\omega$:

$$P_n = 0,5n\omega Q_{ns}U_n; \quad (8)$$

$$C_n = Q_{nc}/U_n, \quad (9)$$

где $n=1, N$; Q_{ns}, Q_{nc} — соответственно амплитуды квадратурных и синфазных составляющих заряда с частотами $n\omega$, представляющие собой соответствующие коэффициенты ряда Фурье для периодической функции (3):

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_{ns} \\ Q_{nc} \end{array} \right\} = \pi^{-1} \sum_{k=1}^N \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} q_k(\theta) \left\{ \begin{array}{l} \sin(n\theta + \varphi_n) \\ \cos(n\theta + \varphi_n) \end{array} \right\} d\theta, \quad (10)$$

причем $\theta_3 = \theta_1 + 2\pi$.

Активные мощности (8) должны удовлетворять следующим неравенствам: $P_1 > 0$, $P_N < 0$, отражающим энергетический механизм преобразования частоты. Эквивалентные или усредненные по первой и N -й гармоникам емкости (9) учитывают то обстоятельство, что умножение частоты сопровождается появлением реактивной мощности на частотах ω и $N\omega$. По известным значениям эквивалентных емкостей выбирают параметры элементов для компенсации реактивной мощности.

Оптимизация режимов работы СНРЭ. Воспользуемся полученными выше соотношениями для нахождения оптимальных режимов работы СНРЭ, при которых выходная мощность и (или) к. п. д. СНРЭ достигают максимальной величины. Для этого выразим указанные энергетические показатели СНРЭ через активные мощности (8) с учетом (3)—(7) и путем вариации параметров U_n , φ_n воздействующего на СНРЭ напряжения (1) найдем их максимум. В результате решения этой задачи определим оптимальные амплитуды U_n и фазы φ_n напряжения (1), соответствующие оптимальному режиму работы СНРЭ.

При отсутствии потерь в ключе ($R_1=0$, $R_2=\infty$) СНРЭ является идеальным реактивным элементом с вольт-кулонной характеристикой в виде кусочно-линейной функции [10], приведенной на рис. 1, б. Подобный случай, относящийся к диодам с накоплением заряда, рассмотрен в [11, 12]. В [11] показано, что наилучшим для умножения частоты условиям соответствуют оптимальные значения смещения и фазовых углов воздействующего колебания. Применительно к СНРЭ эти условия при $\varphi_1=0$ (1) выражаются следующими соотношениями:

$$\varphi_{N \text{ опт}} = \pm 0,5\pi; \quad E_{\text{опт}}/U_1 = \cos \alpha; \quad \theta_2 = -\theta_1 = \alpha, \quad (11)$$

где $\alpha = m\pi/N$; $m=1, 2, \dots, N-1$; E — напряжение отсечки (рис. 1, б)

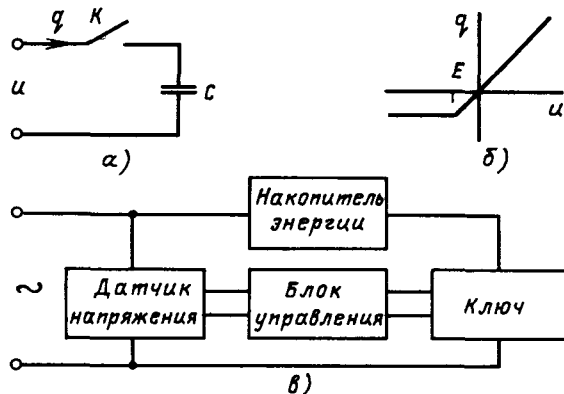


Рис. 1

Тогда на основании (8), (10) получаем

$$P = P_1 = -P_N = \frac{Na \sin \alpha}{\pi(N^2 - 1)} P_0, \quad (12)$$

где $a = U_N/U_1$; $P_0 = \omega C U_1^2$.

Выражение (12) свидетельствует о том, что в рассматриваемом случае активная мощность без потерь преобразуется СНРЭ с частоты ω на частоту $N\omega$, при этом для заданного α величина преобразуемой мощности P является максимальной. Для выполнения неравенства $P_1 > 0$ знак $\varphi_{N \text{ опт}}$ должен удовлетворять условию $(-1)^m \sin \varphi_{N \text{ опт}} = +1$.

В [12] показано, что

$$a \leq a_m = N^{-1} \sin \alpha \quad (13)$$

соответствует одному замкнутому и одному разомкнутому состояниям ключа за период входного колебания. В этом нетрудно убедиться из выражений (1), (11). При $a > a_m$ ключ будет отпираться и запирается в течение периода большее число раз, следовательно, в протекающем через СНРЭ заряде (3) появятся дополнительные импульсы, которые, как показывают расчеты [11, 12], приведут к уменьшению Q_{ns} и преобразуемой мощности. Таким образом, максимальная величина преобразуемой СНРЭ мощности определяется после подстановки a_m (13) в (12).

Выражения (9) для эквивалентных емкостей СНРЭ при отсутствии потерь в ключе имеют следующий вид:

$$C_1/C = (\alpha - \sin \alpha \cos \alpha)/\pi; \quad C_N/C = \alpha/\pi. \quad (14)$$

Определим максимальные значения выходной мощности и к. п. д. СНРЭ при наличии потерь в ключе, полагая при этом, что оптимальные условия (11) работы СНРЭ сохраняются. В этом случае выражения выходной мощности и к. п. д. (без учета потерь в цепях управления ключом) СНРЭ могут быть записаны в виде (см. приложение)

$$P_{\text{вых}} = -P_N = \lambda \bar{P} - \lambda^2 \bar{P}_{nN}; \quad \eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{\lambda \bar{P} - \lambda^2 \bar{P}_{nN}}{\lambda \bar{P} + P_{n1}}, \quad (15)$$

где $P_{\text{вх}} = P_1$; $\lambda = a/a_m$; $\lambda \bar{P} = P$ — мощность, преобразуемая СНРЭ с частоты ω на частоту $N\omega$; P_{n1} — мощность потерь СНРЭ на частоте ω ; $\lambda^2 \bar{P}_{nN} = P_{nN}$ — мощность потерь СНРЭ на частоте $N\omega$.

Коэффициент λ учитывает те обстоятельства, что

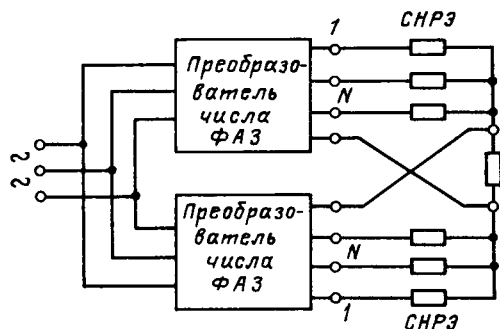


Рис. 2

преобразуемая мощность прямо пропорциональна амплитуде напряжения N -й гармоники, а мощность потерь СНРЭ на частоте $N\omega$ — квадрату амплитуды напряжения.

Взяв производные $P_{\text{вых}}$ и η (15) по λ и приравняв их нулю, найдем в результате решения уравнения оптимальные значения λ . Для режима с максимальной выходной мощностью

$$\lambda_{\text{опт.р}} = 0,5 \bar{P} / \bar{P}_{nN} \leq 1; \quad (16)$$

для режима с максимальным к. п. д.

$$\lambda_{\text{опт.}\eta} = -\frac{P_{n1}}{\bar{p}} + \sqrt{\frac{P_{n1}^2}{\bar{p}^2} + \frac{P_{n1}}{P_{nN}}} \leq 1. \quad (17)$$

Максимальные значения энергетических показателей СНРЭ определяются после подстановки (16), (17) в (15). Для наиболее интересного с практической точки зрения случая малых потерь ($R_1 \rightarrow 0$, $R_2 \rightarrow \infty$) на основании общих соотношений получены следующие асимптотические выражения (см. приложение):

$$\left. \begin{aligned} \bar{P} &\approx \frac{\sin^2 \alpha}{\pi (N^2 - 1)} P_0; \quad \bar{P}_{nN} \approx \frac{\sin^2 \alpha}{2\pi} \left(r_1 \alpha + \frac{\pi - \alpha}{N^2 r_2} \right) P_0; \\ P_{n1} &\approx \left\{ r_1 (\alpha - \sin \alpha \cos \alpha) + r_2^{-1} [(\pi - \alpha) \times \right. \\ &\quad \left. \times (1 + 2 \cos^2 \alpha) + 3 \sin \alpha \cos \alpha] \right\} P_0, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где $P_0 = \omega C U^2$; $r = \omega C R$; $\alpha = \pi / N$; $m = 1, 2, \dots, N-1$.

Схемная реализация оптимальных режимов работы СНРЭ. Основные вопросы схемной реализации связаны с выбором: 1) структуры схемы УЧ, обеспечивающей на СНРЭ напряжение, близкое по форме к (1); 2) схемного решения СНРЭ и параметров элементов его силовой части; 3) внешних по отношению к СНРЭ параметров схемы УЧ.

Целесообразно строить УЧ по известным схемам с компенсацией побочных гармоник на выходе устройства. В частности, предложенная в [13] схема УЧ (рис. 2) позволяет получить в спектре выходного напряжения лишь нечеткие гармоники выходной частоты $N\omega$. Обычно их уровень мал, поэтому можно считать, что в УЧ реализуется режим, при котором к СНРЭ прикладывается напряжение (1) с входной ω и выходной $N\omega$ частотами.

Схемотехнические вопросы СНРЭ с достаточной полнотой изложены в [10]. В частности, для реализации СНРЭ с вольт-кулонной характеристикой в виде кусочно-линейной функции (рис. 1, б) целесообразно использовать диодно-транзисторные ключи. Блоком управления может служить компаратор. Требуемый угол α коммутации ключа задается с помощью опорного напряжения на входе компаратора.

Элементы силовой части СНРЭ (транзисторы, полупроводниковые диоды и конденсаторы) выбираются с учетом их максимально допустимых параметров, приводимых в справочной литературе, по расчетным данным оптимального режима работы СНРЭ. При определении напряжений и токов отдельных элементов силовой части СНРЭ можно пользоваться выражениями (1) — (7) в предположении, что ключ не имеет потерь. При выборе емкости конденсатора C необходимо иметь в виду, что 1) с увеличением C растет значение преобразуемой мощности (12), а следовательно, и выходной мощности (15); 2) при заданных частоте ω и сопротивлениях R_1 , R_2 ключа существует оптимальное значение C , при котором достигается максимум, к. п. д. Это, в частности, следует из рис. 3, на котором для $N=2$, $R_1/R_2 = \text{const}$ приведены зависимости η от $\omega C \sqrt{R_1 R_2}$, рассчитанные по формулам (15), (17), (18).

Преобразователи числа фаз, входящие в состав УЧ (рис. 2), целесообразно строить по известным трансформаторным схемам. При этом можно так выбрать параметры трансформаторов, что они будут осуществлять компенсацию реактивного сопротивления СНРЭ, обусловленного эквивалентной емкостью C на частоте ω . На выходе УЧ следует включать дроссель или нагрузку с индуктивным характером сопротивления для компенсации реактивного сопротивления СНРЭ на частоте $N\omega$, обусловленного эквивалентной емкостью C_n . Условием компенсации служит равенство нулю суммарного реактивного сопротивления (реактивной мощности) на частотах $n\omega$ ($n=1, N$) с учетом реактивных сопротивлений источника напряжения и нагрузки. Эквивалентные емкости СНРЭ можно рассчитать по формуле (14). Величина активного сопротивления нагрузки связана с выходной мощностью и оптимальной амплитудой напряжения N -й гармоники соотношением $R_n = 2P_{\text{вых}} / U_{N\text{опт}}^2$.

Пример расчета. Эксперимент. Выполним расчет удвоителя ($N=2$) частоты (рис. 4, а) по следующим данным: $P_{\text{вых. удв}} = 50$ Вт; $U_{\text{вх}} = 220$ В; $\omega / (2\pi) = 50$ Гц.

1. Выбор элементов силовой части СНРЭ (рис. 4, б).

Для оптимального режима работы СНРЭ без учета потерь в ключе на основании (11), (13) имеем: $U_1 / \sqrt{2} = 110$ В; $\alpha = 0,5\pi$; $a_m = 0,5$; $U_2 / \sqrt{2} = 55$ В; $\varphi_{2\text{опт}} = 0,5\pi$. Принимаем $P = 0,5P_{\text{вых. удв}}$. Используя (12), находим $C = 31$ мкФ; принимаем $C = 30$ мкФ. С помощью (1) — (7) определяем: постоянную составляющую тока транзистора и диода — $0,303$ А; максимальное значение тока ключа — $2,932$ А; максимальные значения напряжений на ключе в закрытом состоянии и на конденсаторе (в данном случае они равны) — 202 В. Выбираем транзисторы КТ809А, диод КД206В, конденсатор 30 мкФ, 250 В.

2. Определение энергетических показателей СНРЭ.

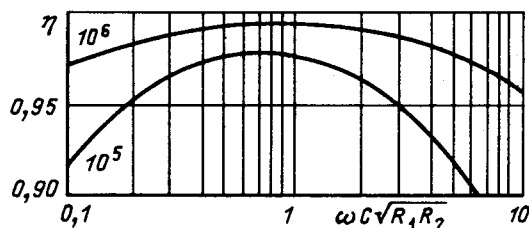


Рис. 3

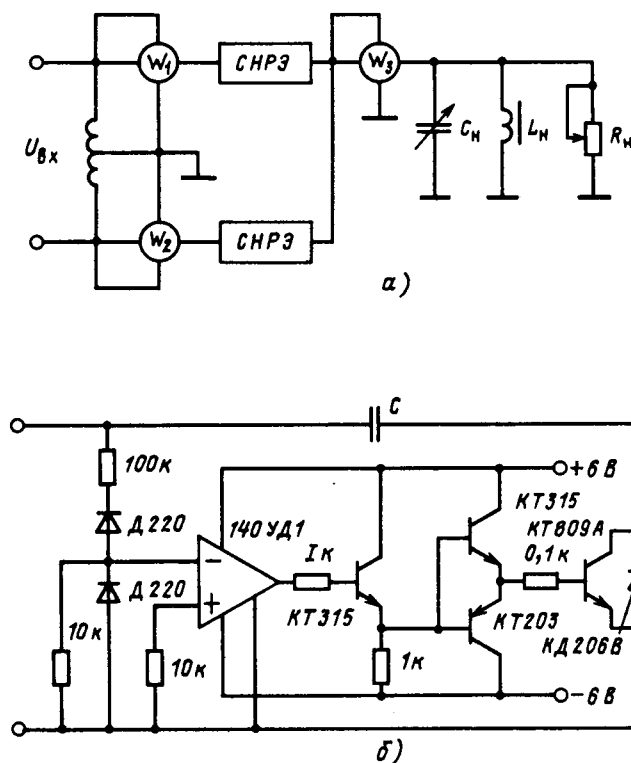


Рис. 4

По вольт-амперным характеристикам при максимальном токе ключа находим сопротивление транзистора КТ809А — 0,5 Ом и диода КД206В — 0,4 Ом. Принимаем сопротивление ключа в открытом состоянии $R_1=0,45$ Ом. Сопротивление ключа в закрытом состоянии принималось равным обратному сопротивлению диода КД206В, которое определялось по вольт-амперным характеристикам при максимальном напряжении на ключе: $R_2=4 \cdot 10^7$ Ом.

По формулам (16) — (18) находим $\lambda_{\text{опт}}=1$, а затем — максимальное значение энергетических показателей (15): $P_{\text{вых}}=23,95$ Вт, $\eta=98,1\%$. Заметим, что расчетное значение $P_{\text{вых. удв}}=47,9$ Вт ниже заданного, что обусловлено выбором величины емкости C .

3. Выбор параметров выходной цепи удвоителя частоты.

По формуле (14) находим эквивалентную емкость СНРЭ на выходной частоте $C_2=15$ мкФ. Выбираем емкость выходной цепи удвоителя (рис. 4, а) $C_n=70$ мкФ. По формуле $L_n=\omega_{\text{вых}}^{-2}C_n^{-1}$, где $\omega_{\text{вых}}=2\omega$; $C_n=2C_2+C_n$, определяем индуктивность выходной цепи $L_n=0,0253$ Гн. По расчетному значению $P_{\text{вых. удв}}$ и оптимальному значению выходного напряжения U_2 находим активное сопротивление нагрузки $R_n=63,2$ Ом.

Выбор параметров входного дросселя (трансформатора), датчика напряжения и схемы блока управления СНРЭ не является критичным и не составляет трудностей.

При экспериментальных исследованиях определялись максимальные энергетические показатели СНРЭ при различных значениях емкости C накопителя, входного напряжения и нагрузки. Удвоитель частоты (рис. 4, а) через ЛАТР подключался к сети переменного напряжения 220 В, 50 Гц. Оптимальный режим

работы СНРЭ устанавливался путем изменения емкости C_n батареи конденсаторов и сопротивления R_n реостата по максимуму показаний ваттметра W_3 . Напряжение на входе удвоителя частоты изменялось от 180 до 240 В, а емкость конденсатора C — от 15 до 45 мкФ. Отмечено хорошее совпадение результатов расчетов и эксперимента. В частности, для $U_{\text{вх}}=220$ В, $C=30$ мкФ при эксперименте получено $P_{\text{вх. удв}}=48$ Вт, $P_{\text{вых. удв}}=46,5$ Вт, $\eta=96,9\%$, причем $C_n=68$ мкФ, $L_n=0,025$ Гн. Кривая выходного напряжения имела синусоидальную форму.

О других схемных решениях УЧ на СНРЭ и их особенностях. Прежде всего отметим особенности УЧ на СНРЭ параллельного типа, в которых управляемый ключ и конденсатор соединены параллельно [9, 10]. Если в этом случае в качестве воздействия выбрать заряд и сохранить условия коммутации ключа, то для определения максимальных энергетических показателей СНРЭ можно пользоваться выражениями (15) — (18), приняв в них $P_0=\omega Q^2 C^{-1}$, $a=Q_N/Q_1$, где Q_1 , Q_N — амплитуды зарядов первой и N -й гармоник. Между эквивалентными емкостями обоих типов СНРЭ существует следующая взаимосвязь: $(C_n/C)_{\text{посл}} + (C/C_n)_{\text{пар}}=1$, где $n=1, N$. В схеме УЧ СНРЭ соединяются в открытый многоугольник, к зажимам которого подключается нагрузка. Питание СНРЭ осуществляется от многофазного источника тока.

Так как в оптимальном режиме работы СНРЭ напряжение N -й гармоники не влияет на время коммутации ключа, то датчик напряжения (рис. 1, в) может быть подключен не к силовым зажимам СНРЭ, а непосредственно к источнику входного напряжения. Такое схемное решение УЧ, предложенное в [14], упрощает конструкцию устройства и повышает его выходную мощность.

При умножении частоты в нечетное число раз возможно применение СНРЭ с нечетными характеристиками. Это позволяет помимо упрощения схемы УЧ получить в спектре выходного напряжения лишь нечетные гармоники умноженной частоты.

На основании принципа дуальности полученные результаты легко распространяются на СНРЭ с индуктивными накопителями энергии и на УЧ, построенные на их основе. Дуальный по отношению к рассмотренному (рис. 1) индуктивный СНРЭ строится на основе

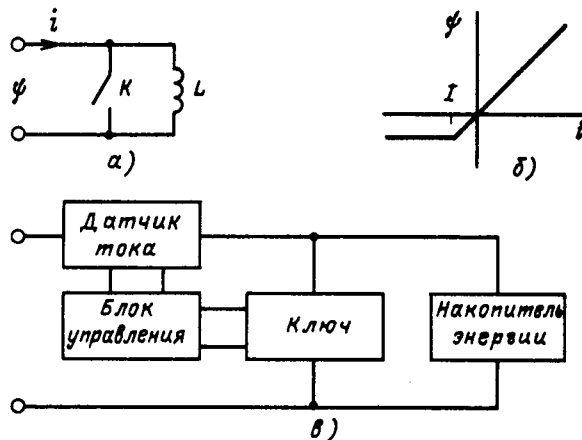


Рис. 5

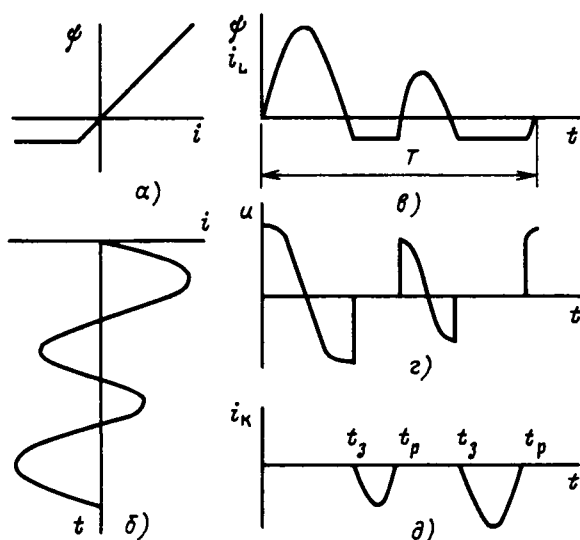


Рис. 6

параллельной цепи (рис. 5, а), позволяющей реализовать элемент с ампер-веберной характеристикой в виде кусочно-линейной функции (рис. 5, б). Структурная схема индуктивного СНРЭ параллельного типа приведена на рис. 5, в. При воздействии на СНРЭ с ампер-веберной характеристикой (рис. 6, а) периодического тока i (рис. 6, б) произвольной формы потокоцепление ψ будет иметь форму, представленную на рис. 6, в. Такую же форму имеет и ток $i_L = L^{-1}\psi$, протекающий через индуктивность L . На рис. 6, г изображена форма напряжения $u = d\psi/dt$ на управляемом ключе и индуктивности L , а на рис. 6, д — тока $i_k = i - i_L$.

Из принципа работы индуктивного СНРЭ, проиллюстрированного временными диаграммами, видно, что размыкание ключа K должно происходить в моменты времени t_p , когда протекающий через него ток i_k равен нулю. Отсюда следует важный вывод: в индуктивных СНРЭ можно использовать тиристорные управляемые ключи с естественной коммутацией. Для УЧ на индуктивных СНРЭ параллельного типа все полученные выше соотношения остаются в силе, если в них заменить напряжения на токи, заряды на потокоцепления, сопротивления на проводимости, емкости на индуктивности и принять во внимание, что при $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ ключ K находится в разомкнутом состоянии, а при $\varphi = \varphi_2 - (\varphi_1 + 2\pi)$ — в замкнутом, в связи с этим индекс k , введенный в (2) и использованный к дальнейшему, следует при $k=1$ относить к разомкнутому, а $k=2$ — к замкнутому состоянию ключа.

К достоинствам УЧ на СНРЭ следует отнести высокие энергетические показатели, простоту схемно-конструкторской реализации, общедоступность элементной базы, простую возможность регулирования, а при необходимости стабилизации выходного напряжения.

Выводы. 1. Предложен эффективный с энергетической точки зрения способ умножения частоты на СНРЭ, который может быть использован при создании источников синусоидального напряжения повышенной частоты.

2. Разработан метод оптимизации энергетических режимов работы СНРЭ и их схемной реализации в УЧ.

Метод проиллюстрирован на примере удвоителя частоты. Результаты теории подтверждены экспериментально.

Приложение. Подставив (4) в (3), затем (3) в (10), найдем амплитуды Q_{1s} , Q_{Ns} квадратурных составляющих заряда. В полученные выражения для Q_{1s} , Q_{Ns} подставим (6) с учетом (7), (4), (11), после чего определим активные мощности P_n (8). Выражения активных мощностей СНРЭ на частотах ω и $N\omega$ можно представить в виде

$$P_1 = P + P_{n1}, \quad P_N = -P + P_{nN},$$

где

$$P = \frac{Na}{2\pi} \left\{ \left[\left(\frac{1}{1+r_1^2} + \frac{1}{1+N^2r_1^2} - \frac{1}{1+r_2^2} - \frac{1}{1+N^2r_2^2} \right) \frac{1}{N^2-1} + \frac{(N^2-1)(r_2^2-r_1^2)}{(1+r_1^2)(1+N^2r_1^2)(1+r_2^2)(1+N^2r_2^2)} - \left(\frac{r_1}{1+r_1^2} - \frac{r_2}{1+r_2^2} \right) \left(\frac{r_2}{1+N^2r_2^2} - \frac{r_1}{1+N^2r_1^2} \right) \frac{e^{-\delta_1} - e^{-\delta_2}}{1 - e^{-\delta_1 - \delta_2}} \right] \times \right. \\ \left. \times \sin \alpha - \left(\frac{r_2}{1+N^2r_2^2} - \frac{r_1}{1+N^2r_1^2} \right) \left(\frac{1}{1+r_2^2} - \frac{1}{1+r_1^2} \right) \times \right. \\ \left. \times \frac{(1 - e^{-\delta_2})(1 - e^{-\delta_1})}{1 - e^{-\delta_1 - \delta_2}} \cos \alpha \right\} P_0; \quad (\text{П-1})$$

$$P_{n1} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{ar_1}{1+r_1^2} + \frac{(\pi-\alpha)r_2}{1+r_2^2} - \left(\frac{r_2}{1+r_2^2} - \frac{r_1}{1+r_1^2} \right) \times \right. \\ \left. \times \frac{(1+e^{-\delta_1})(1+e^{-\delta_2})}{1+e^{-\delta_1-\delta_2}} \sin^2 \alpha + \left[\frac{(r_1r_2+1)(r_2-r_1)}{(1+r_1^2)(1+r_2^2)} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \left(\frac{r_2}{1+r_2^2} - \frac{r_1}{1+r_1^2} \right) \left(\frac{1}{1+r_2^2} - \frac{1}{1+r_1^2} \right) \frac{e^{-\delta_1} - e^{-\delta_2}}{1 - e^{-\delta_1 - \delta_2}} \right] \times \right. \\ \left. \times \sin \alpha \cos \alpha - \left(\frac{1}{1+r_1^2} - \frac{1}{1+r_2^2} \right)^2 \frac{(1 - e^{-\delta_2})(e^{-\delta_1} - 1)}{1 - e^{-\delta_1 - \delta_2}} \times \right. \\ \left. \times \cos^2 \alpha \right\} P_0; \quad (\text{П-2})$$

$$P_{nN} = \frac{N^2a^2}{2\pi} \left[\frac{ar_1}{1+N^2r_1^2} + \frac{(\pi-\alpha)r_2}{1+N^2r_2^2} - \left(\frac{r_2}{1+N^2r_2^2} - \frac{r_1}{1+N^2r_1^2} \right) \frac{(1 - e^{-\delta_2})(1 - e^{-\delta_1})}{1 - e^{-\delta_1 - \delta_2}} \right] P_0, \quad (\text{П-3})$$

где $\delta_1 = 2\alpha/r_1$; $\delta_2 = 2(\pi-\alpha)/r_2$; $P_0 = \omega CU_1^2$; $a = U_N/U_1$.

Полученные выражения с учетом множителя λ свидетельствуют о возможности представления энергетических показателей СНРЭ в виде соотношений (15). При $r_1 \rightarrow 0$, $r_2 \rightarrow \infty$ из (П-1) — (П-3) следуют выражения (18).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рожанский Л. Л. Статические электромагнитные преобразователи частоты. — М. — Л.: Госэнергониздат, 1959. — 95 с.
2. Ферромагнитные умножители частоты / А. М. Бамдас, И. В. Блинов, Н. В. Захаров, С. В. Шапиро. — М.: Энергия, 1968. — 176 с.
3. Магнитные преобразователи энергии с удвоением частоты / В. Сарв, М. Оявээр, Т. Саккос, Ю. Хунт. — Таллин: Институт термодинамики и электрофизики АН ЭССР, 1972. — 368 с.
4. Загрядский В. И., Кобыляцкий Н. И., Шевчик В. Г. Многофазные удвоители частоты. — Кишинев: Картия Молдовенскэ, 1976. — 96 с.

5. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение / Пер. с англ.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 400 с.
6. Карташов Р. П., Кулиш А. К., Чехет Э. М. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией.— Киев: Техника, 1979.— 152 с.
7. А. с. 1092679 (СССР). Статический умножитель частоты / С. Л. Воронков, А. Н. Кравченко.— Оpubл. в Б. И., 1984, № 19.
8. А. с. 1248010 (СССР). Статический удвоитель частоты / О. П. Новожилов.— Оpubл. в Б. И., 1986, № 28.
9. А. с. 1019590 (СССР). Нелинейный реактивный двух-полюсник / Ю. М. Мерзлов, О. П. Новожилов.— Оpubл. в Б. И., 1983, № 19.
10. Новожилов О. П. Линейные реактивные элементы с

использованием конденсаторов и управляемого ключа.— Электричество, 1986, № 4.

11. Еремин С. А., Мушта А. И., Новожилов О. П. Анализ умножителя частоты высокой кратности на диодах с накоплением заряда.— Труды Воронежского политехнич. ин-та. Генерирование и усиление колебаний. 1972, вып. 5.
12. Джонстон, Бутройд. Умножители частоты на элементах с накоплением заряда.— ТИИЭР, 1968, т. 56, № 2.
13. А. с. 736294 (СССР). Устройство для умножения частоты в n раз с однофазным выходом / О. П. Новожилов.— Оpubл. в Б. И., 1980, № 19.
14. А. с. 1116522 (СССР). Умножитель частоты / М. П. Крылов, Ю. А. Мерзлов, О. П. Новожилов.— Оpubл. в Б. И., 1984, № 36.

[24.04.87]

УДК 621.313.1/3

Идентификация схем замещения элементов электрических цепей как задача многомерной оптимизации

НЕТУШИЛ А. В., доктор техн. наук, ЕРМУРАТСКИЙ П. В., канд. техн. наук

Москва

Для расчета режимов электрических цепей, содержащих те или иные реальные элементы, требуется знание уравнений, описывающих эти элементы, структур схем замещения этих элементов и значений их параметров. Особое значение идентификация параметров схем замещения элементов электрических цепей приобретает в условиях широкого применения вычислительной техники в САПР, при постановке машинного эксперимента по математическому моделированию на ЭВМ различных режимов работы электротехнических устройств и цепей. Результаты моделирования и качество автоматизированного проектирования существенно зависят от пригодности для решения данной конкретной задачи принятой схемы замещения, адекватности моделей реальным объектам, точности решения задачи идентификации.

Задача идентификации включает установление соответствия модели объекту, определение параметров модели, оценку их точности и области применимости полученной модели. В ряде случаев сложность или громоздкость точных математических моделей, описываемых системой нелинейных дифференциальных уравнений, невозможность определения всех параметров этих моделей приводят к необходимости принятия более простых моделей, использующих некоторые упрощающие исходную задачу допущения или аппроксимации характеристик реальных элементов. Такие модели уже не могут быть универсальными, они пригодны для решения лишь определенного круга задач и требуется оценка погрешности решения каждого из классов задачи при использовании упрощенных моделей.

Для идентификации параметров схем замещения основной информацией являются результаты экспериментального изменения параметров режимов цепи: тока, напряжения, мощности и т. д. — вектор Y_s . Определение параметров модели осуществляется путем

минимизации некоторой функции от невязок расчетных Y_p и экспериментальных Y_s данных. Как правило, минимизируемая функция F оказывается весьма сложной, многоэкстремальной и имеющей овражную структуру, что дополнительно усложняет задачу идентификации и требует анализа полученных результатов с точки зрения их точности, единственности и устойчивости к ошибкам в исходных экспериментальных данных. Поэтому несмотря на наличие в математическом обеспечении ЭВМ большого числа достаточно эффективных программ поисковых методов оптимизации, задача идентификации в большинстве случаев остается нетривиальной.

В качестве критерия соответствия модели экспериментальным данным берется сумма квадратов разностей расчетных и экспериментальных значений

$$F = \sum_{i=1}^N (y_{pi} - y_{si})^2. \quad (1)$$

Такой выбор вполне оправдан, так как метод наименьших квадратов (МНК) обладает рядом полезных для практики свойств [1], а в случае нормального закона распределения вероятностей ошибок эксперимента оценки МНК оптимальны, так как являются оценками максимального правдоподобия. В общем случае, если известно распределение ошибок, наилучшие с точки зрения статистических свойств оценки параметров моделей также можно построить по методу максимального правдоподобия. В частности, распределение Лапласа приводит к минимизации суммы модулей отклонений

$F = \sum_{i=1}^N |y_{pi} - y_{si}|$, равномерное распределение ошибок — к минимизации модуля максимального отклоне-

ния (чебышевское приближение) $F = \frac{\max}{i} |y_{pi} - y_{si}|$ и т. д.

Неравноточность измерений учитывается весовыми

коэффициентами w_i : $F = \sum_{i=1}^N (y_{pi} - y_{si})^2 w_i$. Так, на прак-

тике часто измерения выполняются с постоянной относительной погрешностью — в этом случае следует минимизировать сумму квадратов относительных откло-

нений: $F = \sum_{i=1}^N [(y_{pi} - y_{si}) / y_{si}]^2$. В условиях неопреде-

ленности, когда неизвестно точное распределение ошибок измерения, применяют так называемое робастное оценивание, устойчивое к виду распределения [2]. При этом, конечно, несколько снижается эффективность оценок, однако гарантируется достаточно высокая точность оценок для самого худшего случая.

Минимизируемая функция — логарифм функции правдоподобия представляет также значительный интерес в области минимума в пространстве оцениваемых параметров, так как она несет информацию о точности получаемых оценок параметров моделей. Гессиан этой функции в точке минимума — матрица вторых частных производных — с точностью до постоянного множителя является матрицей, обратной ковариационной матрице оценок параметров, т. е. определяет дисперсии оценок и корреляции между ними. А линии равного уровня минимизируемой функции можно считать границами доверительной области на полученные оценки [3]. Поэтому анализ структуры поверхности этой функции полезен не только с точки зрения эффективного решения собственно задачи минимизации, но и для оценки точности полученного решения, построения доверительной области.

При проведении эксперимента обычно измеряют ряд величин y_j и возникает вопрос: какую из них использовать для идентификации? С точки зрения метода максимального правдоподобия следует учитывать их все. При этом для определения параметров модели необходимо решать задачу условий минимизации: в пространстве параметров найти минимум некоторой функции, зависящей от вида распределения ошибок, разности значений экспериментальных и модельных величин при условии, что последние удовлетворяют уравнениям, составленным для схемы замещения идентифицируемого элемента.

В частном случае существования явного решения этих уравнений относительно измеряемых величин и нормального закона распределения ошибок эксперимента минимизации подлежит функционал, составленный из взвешенных сумм квадратов отклонений всех измеряемых величин. Очевидно, если какая-либо из величин измеряется существенно более точно, чем остальные, то в этом функционале будет доминировать именно это слагаемое. Следует отметить, что на точность оценок влияет одновременно и ошибка эксперимента, и характер модели; таким образом, надо учитывать и информативность измеряемых величин для идентификации. Так, для определения параметров схемы замещения конденсаторов с бумажным или пленочным диэлектриком можно измерить частотные зависимости емкости $C(\omega)$ и $\operatorname{tg} \delta(\omega)$. Однако, несмотря на возможность высокой точности измерения емкости, для идентификации предпочтительней использовать именно

$\operatorname{tg} \delta(\omega)$ [4], так как он более существенно зависит от частоты.

Идентификация параметров модели по каждой из измеряемых величин приводит к различным значениям параметров. Это различие обусловлено лишь случайным характером ошибок измерения и путем увеличения объема выборки, повышения точности измерений можно обеспечить сходимость параметров к их истинным значениям.

Дело обстоит совсем не так в случае неадекватности модели реальному объекту, что неизбежно возникает при всевозможных упрощениях. Здесь даже при отсутствии ошибок измерения идентификация по различным откликам дает различные значения параметров и решение о выборе критерия близости расчетных и экспериментальных значений следует принимать с учетом класса задач, в которых схема замещения будет применяться. Таким образом, задача идентификации схем замещения реальных элементов электрических цепей становится задачей многомерной оптимизации.

В [5] произведена идентификация Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя с фазным ротором типа АК-60-6 по экспериментально измеренным значениям тока статора I_1 , потребляемой мощности P_1 и мощности на валу P_2 при замкнутой накоротко цепи ротора и номинальном напряжении питания, приведенным ниже:

s, %	3	5	7,8	11	17,5
I_1 , А	7,1	7,8	8,7	10,2	12,8
P_1 , Вт	1300	2350	3600	5100	6900
P_2 , Вт	1000	2000	3000	4000	5000

Схема замещения одной фазы (рис. 1) содержала условно-нелинейную ветвь $R_0(U_0)$ и $X_0(U_0)$, учитывающую нелинейность характеристик магнитного материала статора. Зависимости $R_0(U_0)$ и $X_0(U_0)$, а также активное сопротивление обмотки статора R_1 были определены из предварительных экспериментов. Идентификации подлежали три остальных параметра: индуктивное сопротивление рассеяния статора X_1 ; активное R'_2 и индуктивное X'_2 сопротивления ротора, приведенные к обмотке статора.

В пространстве этих варьируемых параметров вычислялись значения минимизируемых функций F_i , выражения для которых приведены в таблице. В отличие от решения задачи в [5] применен критерий $F_5 = \alpha_1 F_1 + \alpha_2 F_2 + \alpha_3 F_3$, при $\alpha_1 = 16$, $\alpha_2 = \alpha_3 = 1$. Значения весовых коэффициентов α_i выбраны с учетом точности измерения величин токов и мощностей: ток измеряется примерно в 4 раза точнее, чем мощность. Индексом «э» отмечены экспериментальные значения, а «р» —

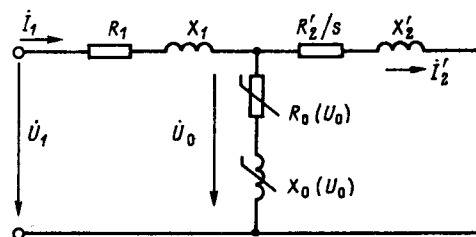


Рис. 1. Схема замещения одной фазы асинхронного двигателя

Минимизируемая функция	Параметры схемы замещения			Минимальное значение F
	X_1	X_2	R_2	
$F_1 = \sum_{i=1}^5 [(I_{1zi} - I_{1pi}) / I_{1zi}]^2$	1,8	10	3	$0,39 \cdot 10^{-3}$
$F_2 = \sum_{i=1}^5 [(P_{1zi} - P_{1pi}) / P_{1zi}]^2$	2,42	2,35	3,36	0,043
$F_3 = \sum_{i=1}^5 [(P_{2zi} - P_{2pi}) / P_{2zi}]^2$	1,34	3,35	3,12	0,051
$F_4 = F_1 + F_2$	4,23	1,14	2,65	0,05
$F_5 = 16 F_1 + F_2 + F_3$	1,4	6,9	3,16	0,208

расчетные. Для каждого значения скольжения s , приведенного в таблице, и варьируемых параметров схемы замещения методом последовательных приближений осуществлялся расчет токов I_{1p} и I_{2p} , а также мощностей P_{1p} и P_{2p} :

$$P_{1p} = I_{1p}^2 R_1 + I_{0p}^2 R_0 + (I_{2p})^2 R_2'; \quad (2)$$

$$P_{2p} = (I_{2p})^2 R_2' \frac{1-s}{s}. \quad (3)$$

Минимизация для каждой функции F_i проводилась методом покоординатного спуска. Найденные координаты минимума приведены в таблице.

Заметно несовпадение координат минимума по различным критериям. Различие X_2' почти на порядок связано с сильной овражностью минимизируемых функций вдоль этой координаты, что свидетельствует о слабом влиянии X_2' на значения F и неточном определении этого параметра [6]. Увеличение невязок объясняется их суммированием в двух последних случаях, а также отходом от частных минимумов, обусловленным необходимостью компромисса для комбинированных критериев F_4 и F_5 . Для решения практических задач, связанных с расчетом режимов самовозбуждения асинхронного генератора приняты параметры, полученные по критерию, учитывающему все три отклика (F_5).

На рис. 2 в качестве примера приведены три плоскости сечения пространства варьируемых параметров, проходящих через точку минимума F_5 . Значение минимизируемой функции закодированы символами 0, 1, ..., 9, A, B, C, D, E, F и определялись перебором $20 \times 20 = 400$ точек в каждом из сечений. Границы областей каждого из дискретных значений F_5 указаны на рис. 2 ломанными контурами.

Рассмотренный подход применен для идентификации модели композиционных материалов [7]. Для модели двухкомпонентного диэлектрика с эллипсоидальными включениями расчет по формуле Фрике [8] в пространстве оцениваемых по экспериментальным данным коэффициентов деполяризации N_1, N_2, N_3 дает три области наименьших значений невязки, лежащие вблизи точек (1, 0, 0), (0, 1, 0) и (0, 0, 1).

Выводы. 1. Сочетание методов минимизации и перебора в пространстве варьируемых параметров дает возможность решить обратную задачу и получить наглядное представление о степени достоверности ее решения.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

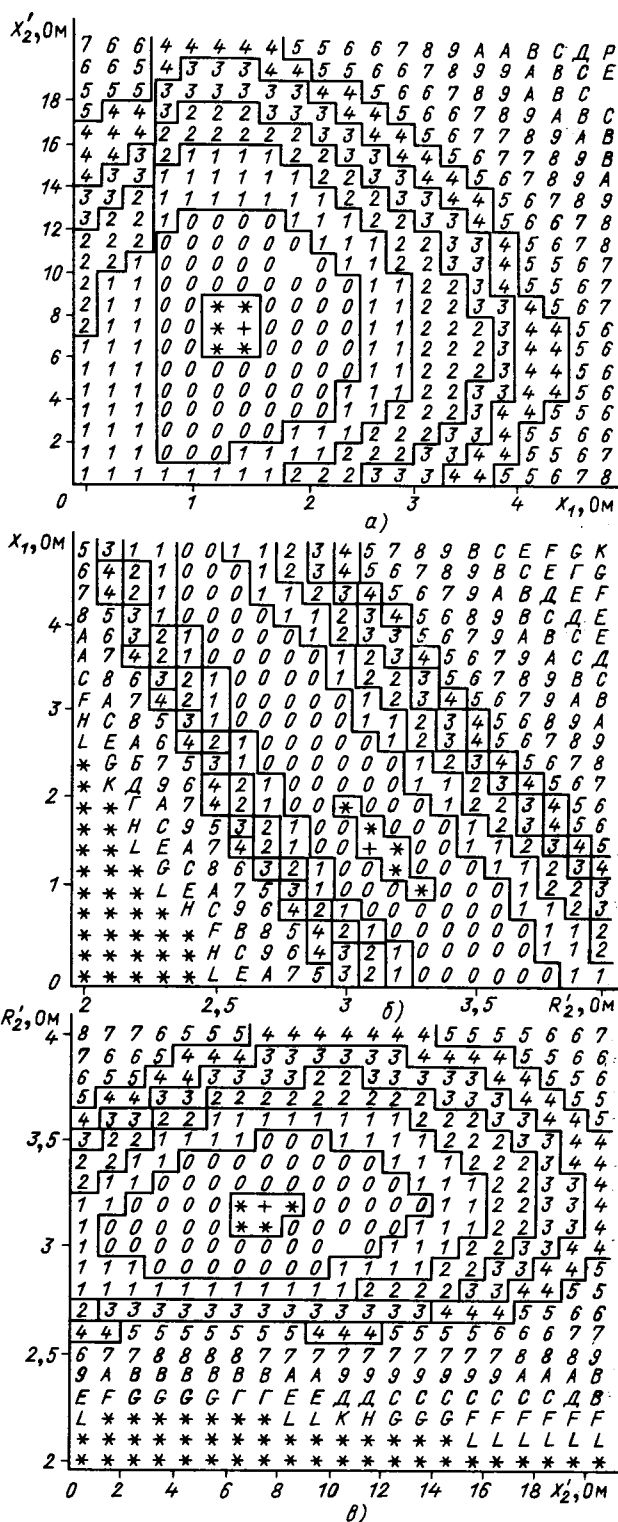


Рис. 2. Линии равного уровня минимизируемой функции F_5 (см. таблицу) при идентификации схемы замещения асинхронного двигателя: а — $R_2' = 3,16$ Ом; б — $X_2' = 6,9$ Ом; в — $X_1 = 1,4$ Ом

2. Вид минимизируемой функции невязок экспериментальных и расчетных значений зависит от функции распределения ошибок измерений. В подавляющем большинстве случаев применяют МНК оценивание. Если распределение ошибок существенно отличается от нормального следует применять робастное оценивание.

3. Идентификация по различным критериям приводит к существенно отличающимся значениям параметров, особенно для упрощенных схем замещения. Компромиссные значения параметров получаются минимизацией комбинированных критериев, отвечающим различным экспериментально определенным параметрам режимов. Веса составляющих в комбинированных критериях определяются точностью измерения параметров и характером задач, для которых осуществляется идентификация.

4. Экспериментальные данные позволяют построить ряд допустимых моделей, выбор из которых производится с учетом точности оценки параметров, простоты моделей и к их пригодности для решения заданного класса задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федоров В. В. Теория оптимального эксперимента.— М.: Наука, 1971.— 312 с.
2. Huber P. J. Robust statistics: a review.— Ann. Math. Stat., 1972, N 43.
3. Бард Я. Нелинейное оценивание параметров.— М.: Статистика, 1979.— 349 с.
4. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Определение параметров схемы замещения диэлектрика и расчет потерь при несинусоидальном напряжении.— Электричество, 1975. № 11, с. 73—75.
5. Определение параметров условно-нелинейной модели асинхронной машины / Ю. А. Берюляев, П. В. Ермуратский, Г. П. Лычкина и др.— Электронное моделирование, 1985, т. 7, № 5, с. 89—92.
6. Грешилов А. А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов.— М.: Радио и связь, 1984.— 161 с.
7. Ермуратский П. В., Усков А. В. К аналитическому описанию диэлектрической проницаемости пенополиэтиленовой изоляции.— Электричество, 1985, № 4, с. 55—57.
8. Нетушил А. В. Модели гетерогенных сред.— Электричество, 1976, № 10, с. 1—5.

[05.10.87]

УДК 621.372.001.24

Численные методы расчета электрических цепей с дискретно-изменяющимися параметрами

ГЛАЗЕНКО Т. А., БАЛАСНИКОВА А. Н.

Ленинград

Вопрос разработки методов и алгоритмов численного анализа и моделирования электрических цепей с дискретно-изменяющимися параметрами весьма актуален в настоящее время, так как получение точных аналитических решений возможно лишь для одного класса таких цепей [1]. В настоящее время разработано множество различных алгоритмов численного анализа и их модификаций, однако ни один из них не может претендовать на достаточную степень общности. Выбор алгоритма решения, который позволяет получить требуемый результат с необходимой точностью и с минимальными затратами на вычисления, для цепей с дискретно-изменяющимися параметрами представляет сложную задачу.

На этапе численного анализа особенно важное значение имеет оценка поведения решения с цепью выбора оптимального алгоритма. Таким образом, принцип проблемной адаптации должен быть присущ всем численным методам расчета рассматриваемых цепей, для которых характерно в общем случае изменение структуры и параметров [2].

Для цепей с постоянной структурой, постоянными параметрами и кусочно-линейным изменением входного возмущения класс I известна дискретная форма аналитического решения [3]:

$$x[(k+1)T] = e^{AT}x(kT) + e^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-A\tau} BU(\tau) d\tau.$$

Это решение можно получить достаточно точно, если:

а) $U(t)$ — кусочно-постоянная функция, т. е. $U(t) = U(kT)$ для $kT \leq t \leq (k+1)T$, $k=0, 1, \dots$

б) $U(t)$ — непрерывная кусочно-линейная функция, т. е.

$$U(t) = U(kT) + \frac{\{U[(k+1)T] - U(kT)\}}{T} (t - kT).$$

Решения имеют соответственно вид:

$$\begin{aligned} x[(k+1)T] &= e^{AT}x(kT) + [e^{AT} - E]A^{-1}BU(kT), \\ x[(k+1)T] &= e^{At}x(kT) + GU(kT) + H[U(k+1)T], \end{aligned}$$

где

$$G = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(AT)^n BT}{n!(n+2)!}; \quad H = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(AT)^n BT}{(n+2)!}.$$

Для получения решения, которое легко адаптируется к дискретному представлению входного возмущения $u(t)$, интеграл от матричной экспоненты

$\Phi(t) = \int_0^t \exp A(\tau) d\tau$ можно вычислять по рекуррентному соотношению

$$\Phi(t+\Delta t) = A\Phi(t)\Phi(\Delta t) + \Phi(t) + \Phi(\Delta t),$$

где

$$A\Phi(t)\Phi(\Delta t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^{i+j+1} t^{i+1} \Delta t^{j+1}}{(i+1)!(j+1)!};$$

Метод	Расчетная формула	Связь между шагом, собственными значениями матриц дифференциальных уравнений и системы алгебраических уравнений	Приближенная оценка для шага
Явный метод Адамса I порядка	$\bar{x}_{n+1} = x_n + hf_n$	$\frac{x_k - 1}{h} = \lambda_k$	$h < \tau_{\min}$
II порядка	$x_{n+1} = x_n + h \left(\frac{3}{2} f_n - \frac{1}{2} f_{(n-1)} \right)$	$\frac{x_k - 1}{h \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{2} x_k \right)} = \lambda_k$	$h \approx \tau_{\min}$
III порядка	$x_{n+1} = x_n + h \left(\frac{23}{12} f_n - \frac{16}{12} f_{n-1} + \frac{5}{12} f_{n-2} \right)$	$x_k^3 - x_k^2 \left(1 + \frac{23}{12} h \lambda_k \right) + \frac{16}{12} \lambda_k h x_k - \frac{5}{12} \lambda_k h = 0$	$h \approx 0,55 \tau_{\min}$
Методы Рунге — Кутты	$x_{n+1} = x_n + \sum_{\mu=1}^r \frac{h^\mu}{\mu!} A^\mu x_n$	$\left[1 - h + \frac{(h \lambda_k)^2}{2} + \frac{(h \lambda_k)^3}{6} + \frac{(h \lambda_k)^4}{24} \right] < 1$	Определяется из предыдущего неравенства
Неявный метод трапеций	$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{2} (f_{n+1} + f_n)$	$2(x_k - 1) = h \lambda_k (x_k + 1)$	$h < 2 \tau_{\min}$

$$\Phi(t) + \Phi(\Delta t) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{A^i (\mu^{i+1} + \Delta \mu^{i+1})}{(i+1)!};$$

$$H = \frac{B}{n+2} \Phi(\Delta t); G = B \Phi(\Delta t).$$

Для дискретных цепей с постоянной структурой и переменными параметрами (класс II) возможен большой разброс постоянных времени. Поэтому выбор метода численного интегрирования должен проводиться после оценки степени обусловленности матрицы коэффициентов линеаризованной системы уравнений.

Действительно, система дифференциальных уравнений активной цепи $\dot{x} = f(t, x)$ может быть аппроксимирована системой разностных уравнений вида [4]

$$x_{n+1} = x_n + h \sum_{x=-q}^r b_x f_{n-x},$$

где x_{n+1} , x_n — значения векторов X в моменты времени $t_{n+1} = (n+1)h$ и $t_n = nh$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, h — шаг интегрирования; b_x — численные коэффициенты.

В зависимости от величин параметров r и q формула отвечает тому или иному методу численного интегрирования.

Точность и устойчивость применяемых методов решения зависит от выбора шага интегрирования. С одной стороны, шаг интегрирования должен быть как можно меньше, чтобы обеспечить достаточную аппроксимацию решения, с другой стороны, он должен быть не слишком малым, чтобы уменьшить время счета. Эти требования противоречивы. Поэтому весьма важен вопрос выбора шага интегрирования. Для его решения можно воспользоваться выражением

$$(x-1) \left(h \sum_{x=-q}^q b_x x^{-x} \right)^{-1} = \lambda_k,$$

где λ_k — собственные значения системы дифференциальных уравнений $\dot{x} = Ax$; x — корни системы уравнений, аппроксимирующий дифференциальные уравнения.

В таблице приведены выражения, позволяющие

найти связь между шагом h , корнями характеристического уравнения λ_k и корнями системы алгебраических уравнений x_k для некоторых методов численного интегрирования.

Практическое использование данных таблицы затрудняется необходимостью проведения оценки максимальной и минимальной постоянных времени цепи. Приближенную оценку постоянных времени цепи можно сделать непосредственно по схеме электрической цепи. При этом рекомендуется:

1. Выделить из схемы наименьшие емкости и наименьшие индуктивности.

2. Изучить активные сопротивления цепей для анализа не более двух-трех емкостей с наименьшими активными сопротивлениями в цепях разряда.

3. Изучить цепи разряда энергии магнитного поля в отмеченных индуктивностях, оставить те индуктивности, которые замкнуты на наибольшие сопротивления.

4. Все емкости, кроме рассматриваемой, замкнуть накоротко, все индуктивности разомкнуть.

После этого образуется простая RC -цепь, в которой нетрудно подсчитать эквивалентной сопротивление цепи переразряда емкости, а следовательно, и постоянную времени $\tau = RC$. В качестве τ_{\min} принимают наименьшую для нескольких выделенных емкостей;

5. Все индуктивности, кроме рассматриваемой, разорвать, замкнуть емкости. После этого образуется простая RL -цепь, для которой подсчитывается эквивалентное сопротивление и определяется постоянная времени $\tau = L/R$. В качестве τ_{\min} принимается наименьшая из постоянных времени, рассчитанных для нескольких выделенных индуктивностей;

6. Из всех найденных τ_{\min} для емкостных и индуктивных цепей выбрать наименьшую.

Аналогично оценивается τ_{\max} , но при этом выделяются наибольшие емкости и индуктивности, и для определения емкостных постоянных времени $\tau = RC$ замкнутые емкостные цепи размыкают, а для определения индуктивных постоянных времени вместо замыкания индуктивных ветвей их замыкают.

Оценку постоянных времени цепи можно проводить и непосредственно по матрице системы алгебраических уравнений

ческих уравнений, линеаризующих систему дифференциальных уравнений на i -м шаге интегрирования. Для этого можно воспользоваться теоремой Гершгорина о том, что все собственные значения матрицы системы алгебраических уравнений $Bx=Q$ лежат в замкнутой области, образованной n -кругами с центрами в точках b_{ii} и радиусами $R_i = \sum_{i \neq k} b_{ik}$. Кроме того можно воспользоваться общезвестной оценкой $|\lambda_{\max}| \leq \|B\|$ и менее известной $|\lambda_{\min}| > \frac{\det B}{\sqrt{e}}$, где $\|B\|$ — норма матрицы B , а определитель плохо обусловленной матрицы мал и для него выполняется условие [3]:

$$0 < \det B < \sqrt{\prod_{i=1}^n \prod_{j=1}^n b_{ij}^2}.$$

Для достижения идеальной обусловленности матриц цепи необходимо проводить нормирование элементов матрицы с целью локализации их собственных значений. Уменьшить степень обусловленности матрицы B можно с помощью одного из машинных алгоритмов [5]:

1) умножить исходное уравнение $Bx=Q$ на матрицу $(k_1 E - B)$, где E — единичная матрица, а коэффициент k_1 определен ниже.

2) собственные значения матрицы $B_1 = (k_1 E - B)B$ определяются как $\beta_i^{(1)} = (k_1 - \lambda_i) \lambda_i$, где индекс «1» указывает на первое преобразование исходной матрицы B , а λ_i — ее собственное значение.

3) число k_1 подчиняется условию

$$\frac{(k_1 - \lambda_{\max}) \lambda_{\max}}{(k_1 - \lambda_{\min}) \lambda_{\min}} = \alpha,$$

где α — заданная степень обусловленности преобразовательной матрицы.

Полагая $\alpha=1$, имеем $k_1 = \lambda_{\max} + \lambda_{\min}$.

В зависимости от соотношения $\frac{\beta_{\max}^{(s)}}{\beta_{\min}^{(s)}}$ (для первого преобразования $s=1$) процесс повторяется или прекращается. Для цепей с дискретно-изменяющимися параметрами степень обусловленности аппроксимирующей матрицы заранее неизвестна. Кроме того, она может изменяться от шага к шагу интегрирования. Поэтому при численном анализе таких цепей необходимо предусмотреть блок проверки степени обусловленности матриц и ее уменьшение.

Цепи с переменной структурой и постоянными либо переменными параметрами (класс III, IV) характеризуются также в общем случае жесткими системами дифференциальных уравнений. Для их решения рекомендуются следующие способы:

1. Разделения жесткой системы на подсистемы, соответствующие быстрым и медленным переменным [6, 7].

2. Использования принципа квазистационарности производных, выделение при $t > \tau_n$ почти линейных связей между компонентами решения [6, 7] и переход к системе с уменьшенным порядком.

3. Применения принципа проблемной адаптации, когда используются как явные (на участках быстрого решения $t < \tau_n$), так и неявные (на участках $t > \tau_n$) методы интегрирования [8–10].

4. Применение системного метода, при котором ре-

шение уравнения ищут в виде функций от матриц [11, 6, 12]:

$$x(t+h) = e^{Ah} x(t) + \int_0^h e^{A(t-\tau)} B U(\tau) d\tau,$$

где h — интервал интегрирования.

В этом случае при определении матричной экспоненты на каждом интервале h разбивают на части $h_1 = h/2^N$ с тем, чтобы обеспечить с заданной погрешностью представление e^{Ah_1} небольшим числом членов степенного ряда

$$e^{Ah_1} = 1 + Ah_1 + \frac{(Ah_1)^2}{2!} + \frac{(Ah_1)^3}{3!} + \dots$$

Затем матричная экспонента e^{Ah} находится по рекуррентной формуле $\varphi_{i+1} = \varphi_i^2$, где $\varphi_i = e^{2^i Ah_1}$, $i=0, 1, \dots, N$, которая характеризует последовательное удвоение шага. Интервал интегрирования h при анализе ограничивается временем между коммутациями ключей, а требуемая точность обеспечивается соответствующим выбором шага h_1 .

Применение этих методов становится затруднительным при большой размерности рассматриваемой системы. В этом случае могут быть использованы методы диакоптики или метод микромоделирования, который предусматривает замену полной системы рядом более простых задач с помощью эквивалентных преобразований исходной системы с полупроводниковыми преобразователями [8, 13].

При использовании методов диакоптики преобразовательная система представляется в виде соединения двух подцепей: подцепи I, включающей силовую цепь преобразователя, и подцепи II, содержащей модели ключей. Это позволяет существенно упростить схемы замещения активных цепей на отдельных интервалах, когда можно выделить участки цепи с резко различными постоянными времени. Тем самым создаются предпосылки для использования явных методов численного интегрирования.

Рассмотренные вопросы интегрирования систем дифференциальных уравнений реализованы в пакете прикладных программ, который позволяет осуществить выбор метода интегрирования и расчет цепи с дискретно-изменяющимися параметрами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники, т. I. — Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Сигорский В. П. Проблемная адаптация систем автоматического проектирования. Автоматизация проектирования в электронике, 1982, вып. 28.
3. Каляда Ю. В. Рекуррентное нахождение на ЭВМ решения уравнений переменных состояния линейных цепей. — Автоматизация проектирования в электронике, 1982, вып. 25.
4. Демирчян К. С., Ракитский Ю. В., Бутырин П. А. Проблемы численного моделирования в электрических цепях. — Изв. АН СССР Энергетика и транспорт, 1982, № 2.
5. Каляда Ю. В. Повышение вычислительной эффективности операционных методов анализа на ЭЦВМ линейных цепей. Автоматизация проектирования в электронике, 1980, вып. 21.
6. Ракитский Ю. В., Черноуцкий И. Г., Устинов С. М. Численные методы решения жестких систем. — М.: Наука, 1979.
7. Баталов Б. В. Основы математического моделирования больших интегральных схем на ЭВМ. — М.: Радио и связь, 1982.

8. Руденко В. С., Жуйков В. Я., Сучик В. Е. Методы анализа для автоматизированного проектирования вентиляционных преобразователей. — Киев: Знание, 1983.

9. Михалевич. Г. А. Элементы адаптации в алгоритмах цифрового моделирования силовых электронных схем. — Электронное моделирование, 1980, № 6.

10. Сигорский В. П. Проблемно-адаптируемый подход к анализу нелинейных электронных схем. — Электронное моделирование, 1980, № 5.

11. Глазенко Т. А., Хрисанов В. И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.

12. Демирчян К. С. и др. Математическое моделирование мостовых преобразователей. — Электронное моделирование, 1982, № 2.

13. Pilipkowski A. Macromodelowanie ukladow akalopnych. Electronica, 1979, t. 20, N 8.

[20.05.87]

УДК 538.521.001.24

Исследование необратимой составляющей магнитной индукции

КРОХИН В. В., ХМАРУК О. Н., ШАМАЕВ Ю. М.

Расчет и оптимизация магнитных элементов возможны лишь на базе адекватных математических моделей, позволяющих описывать сложные режимы перемагничивания магнитных материалов. Среди этих моделей удачными следует признать те, в которых магнитная индукция представляется в виде суммы обратимой B_{Δ} и необратимой B_N составляющих:

$$B(H) = B_{\Delta}(H; B_N) + B_N(H). \quad (1)$$

Подобное представление индукции соответствует реально существующим обратимым и необратимым процессам смещения доменных границ и вращения векторов намагниченности.

Достоинством моделей такого рода [1—4] является возможность описания процессов перемагничивания с учетом влияния магнитной предыстории, что в свою очередь открывает возможность для описания сложных режимов перемагничивания магнитных сердечников. До настоящего времени такие задачи решались с большими ограничениями, в частных случаях и при этом не достигалось количественного совпадения расчетных и опытных данных. Положительно и то, что для использования упомянутых моделей необходимо знать небольшое число справочных параметров магнитного материала. Однако известные модели не лишены недостатков, основными из которых являются: достаточная сложность [1—4] и невозможность описания с одинаковой степенью точности [1—3] процессов перемагничивания сердечников с прямоугольной (ППГ) и непрямоугольной (НПГ) петлями гистерезиса. Отмеченные недостатки существенно ограничивают возможности моделей.

Основной причиной неуниверсальности известных моделей является чисто эмпирический подход к построению аппроксимирующего выражения для необратимой составляющей магнитной индукции. Опыт показывает, что выбор уравнения, описывающего обратимую составляющую, на основе анализа [5] физических процессов перемагничивания дает [6] хорошие результаты. Для описания обратимой составляющей $B_{\Delta}(H; B_N)$ получено [3—6] уравнение

$$B_{\Delta}(H; B_N) = (B_s - B_r) \operatorname{th} \left[\mu_{\Delta m} \left(1 - A \frac{B_N^2}{B_s^2} \right) \frac{\mu_0 H}{B_s - B_r} \right], \quad (2)$$

где B_s — индукция технического насыщения; B_r — остаточная индукция; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная

постоянная; $\mu_{\Delta m}$ — максимальное значение начальной проницаемости обратимых процессов; A — постоянная, равная 5/3 для сердечников с НПГ и равная 1,0 для сердечников с ППГ.

Целью работы является выбор аппроксимирующего выражения для необратимой составляющей магнитной индукции на основе анализа физических процессов перемагничивания.

В [7] рассматривается перемагничивание сердечника, происходящее за счет смещения границ доменов обратной намагниченности (ДОН) цилиндрической формы, ось которых параллельна направлению приложенного поля \vec{H} . Считается, что вектора намагниченности отдельных ДОН направлены одинаково — под средним углом θ к вектору \vec{H} . Домены обратной намагниченности распределены случайным образом с поверхностной плотностью q . При намагничивании радиусом ДОН в плоскости, перпендикулярной \vec{H} , одинаковы и равны $r = r(H)$. Исходя из поставленных условий, в [7] получено выражение, связывающее между собой магнитную индукцию B и изменение радиуса ДОН $r(H)$.

Если принять сделанные выше допущения и считать, что в материале происходят только необратимые смещения доменных границ, т. е. рассматривать только необратимую составляющую индукции B_N , то рассуждения, аналогичные [7], приведут к выражению (для $H \geq 0$)

$$B_N = B_r (1 - 2e^{-\pi q r_N^2}), \quad (3)$$

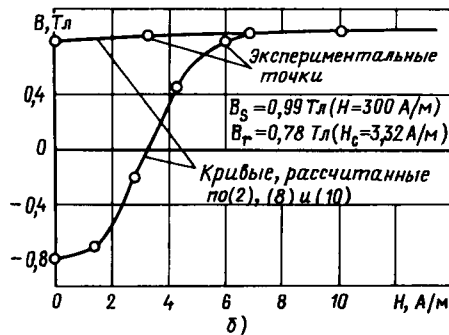
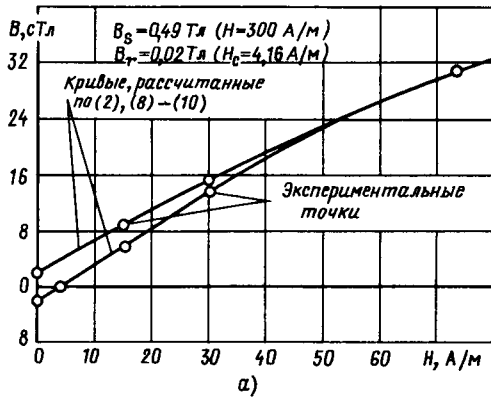
где r_N — радиус ДОН, достигнутый только за счет необратимых смещений доменных границ.

Перемагничивание по несимметричным петлям гистерезиса может происходить из произвольной начальной точки (0; B_H) на петле гистерезиса. Индукция B_H равна необратимой составляющей в начальной точке, достигнутой при предшествующем намагничивании, в результате которого радиус ДОН достигает значения r_H :

$$B_H = B_r (1 - 2e^{-\pi q r_H^2}). \quad (4)$$

При намагничивании из начальной точки радиус ДОН изменяется от значения r_H на величину Δr_N . Из уравнения (3) следует, что

$$B_N = B_r [1 - 2e^{-\pi q (r_H + \Delta r_N)^2}].$$



После преобразования с учетом (4) получаем, что

$$B_N = B_r \left[1 - \left(1 - \frac{B_H}{B_r} \right) e^{-\pi q (\Delta r_N^2 + 2 \Delta r_N r_H)} \right]. \quad (5)$$

Для выяснения зависимости $B_N(H)$ необходимо рассмотреть величины, стоящие в показателе степени числа e .

Плотность распределения ДОН q , равная отношению числа ДОН N к площади поперечного сечения S , согласно принятым допущениям постоянна и не зависит от напряженности поля. Однако согласно [4] значения q существенным образом зависят от магнитной предыстории. Размеры ДОН в начальной точке r_H зависят от значения B_H и от [4] предыстории. Необратимое изменение радиуса ДОН Δr_N зависит по крайней мере от напряженности поля. Значение Δr_N увеличивается с ростом приложенного поля H .

Теоретическое получение зависимостей величин q , Δr_N и r_H от напряженности поля H , индукции B_H и магнитной предыстории невозможно ввиду отсутствия достоверных данных о распределении ДОН в реальных магнитных материалах. Однако анализ выражения, стоящего в показателе степени числа e , с учетом вышеприведенных данных показывает, что оно может быть приближенно описано выражением вида

$$\pi q (\Delta r_N^2 + 2 \Delta r_N r_H) = k_N H^m, \quad (6)$$

где k_N и m — коэффициенты, зависящие от значения индукции и магнитной предыстории.

Коэффициент m всегда больше или равен единице. Обобщая уравнения (5) и (6) на область отрицательных полей, получаем

$$B_N = \pm B_r \left[1 - \left(1 \mp \frac{B_H}{B_r} \right) e^{-k_N |H|^m} \right]. \quad (7)$$

Верхние знаки применяются для описания восходящих ($H \geq 0$), а нижние — для нисходящих ($H \leq 0$) ветвей петель гистерезиса.

Для нахождения значений коэффициентов k_N и m целесообразно использовать характерные свойства и справочные параметры предельной петли гистерезиса, восходящая ветвь которой описывается выражением

$$B(H) = B_\Delta(H; B_N) + B_r(1 - 2e^{-k_N H^m}). \quad (8)$$

Функция $B_\Delta(H; B_N)$ описывается уравнением (2).

Для всех магнитных сердечников выполняется условие: при $H = H_c$ индукция $B(H_c)$ равна нулю. Следовательно, из (1) получаем, что $B_N(H_c)$ равна $-B_\Delta(H_c; B_N \approx 0)$. С учетом этого из уравнения (8) находится значение коэффициента k_N :

$$k_N = \frac{1}{H_c^m} \ln \frac{2B_r}{B_r + B_\Delta(H_c; 0)} = \frac{C}{H_c^m}. \quad (9)$$

Для определения значений коэффициента m можно использовать несколько различных условий:

при заданном значении напряженности поля H_1 индукция равна известному значению $B(H_1)$;

при $H = H_2$ достигает максимума магнитная проницаемость необратимых процессов на основной кривой намагничивания $\mu_N = B_N / (\mu_0 H)$, при этом приближенно достигает максимума и магнитная проницаемость на основной кривой намагничивания по индукции $\mu = B / (\mu_0 H)$;

при $H = H_3$ дифференциальная проницаемость необратимых процессов μ_{dN} по предельной статической петле гистерезиса достигает своего максимального значения, при этом приближенно достигает максимума и дифференциальная проницаемость μ_{dm} .

Целесообразность использования того или иного условия определяется известными справочными данными.

Рассмотрим первое условие. Решая совместно уравнения (8) и (9), можно получить:

$$m = \frac{1}{\ln(H_c/H_1)} \ln \frac{\ln[0.5(1 + B_\Delta(H_c; 0)/B_r)]}{\ln[0.5(1 - B_N(H_1)/B_r)]}. \quad (10)$$

Значения необратимой составляющей магнитной индукции $B_N(H_1)$ определяются по формуле

$$B_N(H_1) = B(H_1) - B_\Delta(H_1; B_r).$$

При этом величины $B_\Delta(H_c; 0)$ и $B_\Delta(H_1; B_r)$ находят по выражению (2).

Уравнение (10) целесообразно использовать для аппроксимации необратимой составляющей, если известна предельная петля гистерезиса, а также в том случае, если в справочниках приводятся кроме B_s , B_r , H_c напряженность старта или напряженность финиша H_Φ или другие параметры, позволяющие определить точку $B(H_1)$ на петле гистерезиса. Обычно это сердечники из магнитомягких материалов с ППГ [8]. В данной статье не рассматривается методика определения обратимой составляющей индукции, которая подробно рассмотрена в [2, 3, 5]. Целесообразно отметить, что при предлагаемой аппроксимации $B_N(H)$ проницаемость μ_{dN} в выражении (2) равна начальной магнитной проницаемости (ГОСТ 19693—74), которая приводится в справочниках [8].

Рассмотрим второе условие. Определив магнитную проницаемость μ_N по уравнению (7) для $H > 0$ при $B_H = 0$, найдя ее максимум и применив выражение (9),

получим

$$m = \frac{H_c^m}{CH_2^m} [e^{CH_2^m/H_c^m} - 1]. \quad (11)$$

Это уравнение решается одним из численных методов. Выражение (11) целесообразно использовать для аппроксимации необратимой составляющей, если известна напряженность поля H_2 , при которой достигается максимальное значение магнитной проницаемости μ_{\max} (ГОСТ 19693—74). Обычно это магнитомягкие материалы с НПГ [8].

Рассмотрим третье условие. Взяв производную dB_N/dH с учетом (7) при условии $B_H = -B$, и определив ее максимум при $H = H_3$, получим:

$$m = \frac{H_c^m}{H_c^m - H_3^m C}. \quad (12)$$

Это уравнение решается одним из численных методов. Его целесообразно использовать для аппроксимации необратимой составляющей магнитной составляющей, если известна напряженность H_3 , при которой достигается максимальное значение дифференциальной магнитной проницаемости по предельной статической петле гистерезиса. Особенно удобно выражение (12) использовать при недостаточной информации о параметрах материала. В этом случае с достаточной для практики степенью точности можно принять $H_3 = H_c$ и выражение (12) примет вид

$$m = 1/(1 - C). \quad (13)$$

Проверка показала, что выражение (13) можно применять для приближенной аппроксимации характеристик намагничивания как материалов с НПГ, так и с ППГ. Приведенные выше выражения не исчерпывают возможные варианты нахождения значений m по справочным данным. Практически любой справочный параметр может быть использован для этой цели.

Полученные результаты были проверены путем расчета предельных петель гистерезиса, приведенных в справочниках и полученных экспериментально. Для некоторых характерных петель гистерезиса перспективных аморфных ферроматериалов данные приведены на рисунке, из которого видно, что как для сердечников с НПГ, так и для сердечников с ППГ предлагаемые выражения позволяют получить одинаковую погрешность аппроксимации.

Здесь же можно отметить, что полученные выражения показали хорошее совпадение с экспериментом и при аппроксимации характеристик намагничивания в координатах $(M; H)$, где M — намагниченность магнитного материала. Все приведенные выражения верны при условии замены индукции B на намагниченность M с соответствующими индексами и замены проницаемости μ_0 на магнитную восприимчивость с соответствующими индексами.

Таким образом, предложенная аппроксимация необратимой составляющей (7) позволяет с одинаковой степенью точности, достаточной для практики, моделировать процессы перемагничивания как в сердечниках с НПГ, так и в сердечниках с ППГ. При предлагаемой аппроксимации требуется меньший объем вычислений и используются только данные, приводимые в справочниках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левченко Н. А., Головцева Г. Н., Эскина Л. Я. Применение ЭЦВМ для расчета схем на ферритах и сегнетоэлектриках. — Киев: Наукова думка, 1969.
2. Сушев А. К., Хмарук О. Н. Математическая модель перемагничивания магнитных материалов. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромагнитные элементы автоматики. Сб науч. тр. / Рязанский радиотехн. институт. — Рязань, 1981.
3. Хмарук О. Н. Исследование процессов перемагничивания магнитных материалов с непрямоугольной петлей гистерезиса из произвольного магнитного состояния / Автореф. дис. канд. техн. наук. — М.: МЭИ, 1980.
4. Крохин В. В. Электрофизическое обоснование и разработка аналитической модели процессов перемагничивания магнитомягких материалов с учетом влияния магнитной предыстории / Автореф. дис. канд. техн. наук. — М.: МЭИ, 1985.
5. Крохин В. В., Маслов Ю. Н., Хмарук О. Н. Исследование обратимой составляющей магнитной индукции. — Электричество, 1984, № 4.
6. Методика расчета процессов перемагничивания магнитных сердечников в динамическом режиме / В. В. Крохин, Ю. Н. Маслов, А. И. Пирогов, О. Н. Хмарук — Изв. вузов. Приборостроение, 1984, № 4.
7. Lindsey C. H. The square-loop ferrite core as a circuit element. — Proc. IEE, 1959. vol. 106, part C, N 10.
8. Электротехнический справочник. Т. I — М.: Энергоатомиздат, 1985.

[07.09.87]

Расчет электромагнитных полей в цилиндрических экранирующих оболочках

АПОЛЛОНСКИЙ С. М.

Ленинград

При экранировании элементов автоматики, линий связи, электроизмерительных приборов и др. в ряде случаев прибегают к многослойным экранирующим системам (см., например, [1]). Последние из-за конструктивных недоработок и неточностей при сборке, из соображений технологического характера могут выполняться неконцентричными. Кроме того, в полостях оболочек могут находиться металлические тела, размещенные с эксцентриситетом. Появляется необходимость в расчете функций экранирования таких систем, примером которых могут быть транспортные энергоустановки, где из-за ограниченности пространства приходится размещать электротехническое оборудование в непосредственной близости к значительным ферромагнитным массам.

Как показывают исследования, проведенные автором, может оказаться целесообразным создать устройство из двух неконцентрических оболочек, ограниченных координатными поверхностями (сферическими, круговыми цилиндрическими, сферической и сфероидальной и т. д.) с управляемым эксцентриситетом. Изменением эксцентриситета достигается изменение эффективности экранирования двухслойных оболочек в заданных пределах и степени неоднородности поля по отношению к помехонесущему электромагнитному полю (ЭМП).

Разработку методики расчета ЭМП в системе неконцентрических ферромагнитных оболочек для упрощения проведем применительно к двухслойным оболочкам. Для них расчетные формулы имеют достаточно простой вид и могут быть реализованы численно.

Постановка задачи. Пусть в однородном и изотропном пространстве находятся два неконцентрических параллельных круговых цилиндра S_j ($j=1, 2$) с центрами в точке O_j с радиусами R_j и толщинами Δ_j , изготовленные из материала с магнитной проницаемостью μ_j и электрической проводимостью γ_j . Введем декартовы системы координат $O_j x_j y_j z_j$ (рис. 1) и соответствующие им цилиндрические координаты $O_j \rho_j z_j \varphi_j$. Будем считать, что оси $O_j z_j$ совпадают с осями цилиндров, а центр O_2 лежит на оси $O_1 x_1$ ($|O_1 O_2|=l$). Назовем средой D_0 область внутри S_1 , средой D_1 — область между S_1 и S_2 средой D_2 — область вне S_2 . Среды D_j ($j=0, 1, 2$) характеризуются параметрами $\mu_0, \gamma_0=0$.

Источник ЭМП — низкочастотный магнитный диполь $D[M, g_1]$, расположенный в области D_0 в точке O'_1 с координатами l_0, h, φ_0 в системе координат $O_1 \rho_1 z_1 \varphi_1$.

Векторные уравнения Максвелла сводятся в координатах ρ_j, z_j, φ_j к уравнению Лапласа с помощью скалярного потенциала v_j среды D_j . Базисные цилиндрические решения уравнения Лапласа [3] применительно к задаче в среде D_j представим в виде

$$v_j = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \{x_m^{(j)}(\lambda) \tilde{K}_m(\lambda \rho_j) e^{i(\lambda z_j + m \varphi_j)} + y_m^{(j)}(\lambda) I_m(\lambda \rho_{j+1}) e^{i(\lambda z_{j+1} + m \varphi_{j+1})} d\lambda, \quad (1)$$

где $y_m^{(2)}(\lambda)=0$ и $x_m^{(0)}(\lambda)$ определяются функциями источника;

$$x_m^{(0)}(\lambda) = (-1)^m \frac{\lambda}{\pi} \left[b_1 I_{m-1}(\lambda l_0) e^{-i(m-1)\varphi_0} - \frac{b_{-1}}{2} I_{m+1}(\lambda l_0) \times \right. \\ \left. \times e^{-i(m+1)\varphi_0} - i b_0 I_m(\lambda l_0) e^{-im\varphi_0} \right] e^{i h \lambda}, \quad b_0 = M_z / 4\pi; \quad (2) \\ b_1 = -(1/8\pi)(M_x - i M_y); \quad b_{-1} = (1/4\pi)(M_x + i M_y);$$

M_β ($\beta=x, y, z$) — составляющие вектора \mathbf{M} момента диполя; $i=\sqrt{-1}$; $I_m(\lambda \rho_j)$; $K_m(\lambda \rho_j)$ — модифицированные цилиндрические функции 1- и 2-го рода;

$$\tilde{K}_m(\lambda \rho_j) = (\text{sgn } \lambda \rho_j)^m K_m(|\lambda \rho_j|).$$

Теоремы сложения решений уравнения Лапласа в разных системах цилиндрических координат применительно к геометрии задачи записываются в виде

$$\left. \begin{aligned} \tilde{K}_m(\lambda \rho_1) e^{i \lambda z_1 + i m \varphi_1} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{\lambda m}^n (O_1 O_2) \tilde{K}_n(\lambda \rho_2) e^{i \lambda z_2 + i n \varphi_2}, \\ Q_2 > l; \\ I_m(\lambda \rho_2) e^{i \lambda z_2 + i m \varphi_2} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_{\lambda m}^n (O_2 O_1) I_n(\lambda \rho_1) e^{i \lambda z_1 + i n \varphi_1}, \\ m &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \right\} (3)$$

где $A_{\lambda m}^n (O_1 O_2) = B_{\lambda m}^n (O_2 O_1) = (-1)^{n+m} I_{m-n}(\lambda l)$.

В качестве граничных используются условия [4]:

$$\left. \frac{\partial v_{j+1}}{\partial \rho^{(j+1)}} \right|_{\rho^{(j+1)}=R_{j+1}} = -F [t_{j+1}^- v_{j+1} + t_{j+1}^+ v_j] \Big|_{\rho^{(j+1)}=R_{j+1}};$$

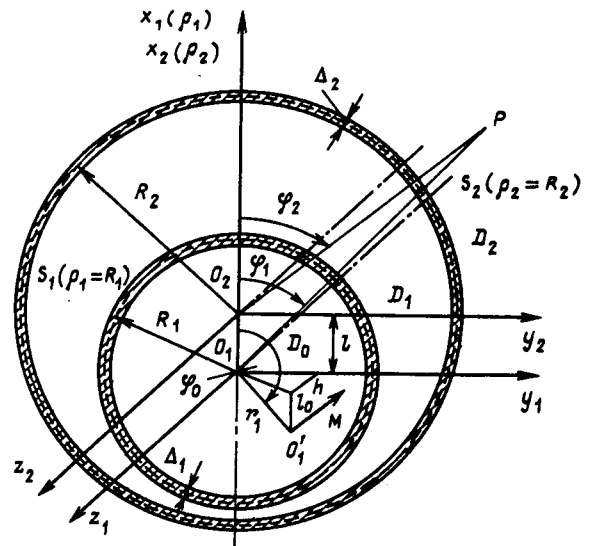


Рис. 1. Системы из двух неконцентрических экранирующих цилиндров

$$\left. \frac{\partial v_j}{\partial \varrho^{(j+1)}} \right|_{\varrho^{(j+1)}=R_{j+1}} = F [t_{j+1}^+ v_{j+1} + t_{j+1}^- v_j] \Big|_{\varrho^{(j+1)}=R_{j+1}} \quad (4)$$

$$j=0, 1,$$

где $F[\] = \frac{1}{\varrho^2} \frac{\partial^2 [\]}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 [\]}{\partial z^2}$ — оператор;

$$p_j = \mu_j \Delta_j / 2\mu_0; \quad q_j = 2/i\omega\mu_0\gamma_j \Delta_j; \quad t_j^- = (p_j - q_j)/2; \quad t_j^+ = (p_j + q_j)/2. \quad (5)$$

Метод решения. Используя (1), теоремы сложения (3), свойство ортогональности модифицированных цилиндрических функций, решение краевой задачи с условиями (4) сводится к решению системы алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} X_m(\lambda) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varepsilon_{mn}(\lambda) Y_n(\lambda) + f_m(\lambda); \\ Y_m(\lambda) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_{mn}(\lambda) X_n(\lambda), \quad m=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} x_m^{(1)}(\lambda) &= X_m(\lambda) / \tilde{K}_m(\lambda R_1); \quad y_m^{(1)}(\lambda) = Y_m(\lambda) / I_m(\lambda R_2); \\ \varepsilon_{mn}(\lambda) &= A_{mn}(\lambda) \frac{K_m(v_1)}{I_n(v_2)}; \quad F_{mn}(\lambda) = C_{mn}(\lambda) \frac{I_m(v_2)}{K_n(v_1)}; \\ A_{mn}(\lambda) &= \frac{(-1)^{n+m+1}}{D_m^{(1)}(\lambda)} \left[(v_1 I'_m(v_1))^2 + (m^2 + v_1^2)^2 \times \right. \\ &\quad \times \left. \frac{p_1 q_1}{R_1^2} I_m^2(v_1) \right] I_{n-m}(|\lambda| l); \\ C_{mn}(\lambda) &= \frac{(-1)^{n+m+1}}{D_m^{(2)}(\lambda)} \left[(v_2 K'_m(v_2))^2 + (m^2 + v_2^2)^2 \times \right. \\ &\quad \times \left. \frac{p_2 q_2}{R_2^2} K_m^2(v_2) \right] I_{n-m}(|\lambda| l); \\ D_m^{(1)}(\lambda) &= v_j^2 K'_m(v_j) I'_m(v_j) + (m^2 + v_j^2)^2 \frac{p_j q_j}{R_j^2} K_m(v_j) \times \\ &\quad \times I_m(v_j) - (m^2 + v_j^2) \frac{t_j^-}{R_j}; \\ g_m^{(1)}(\lambda) &= -(m^2 + v_1^2) \frac{t_1^+ a_m(\lambda)}{R_1 D_m^{(1)}(\lambda)}; \quad f_m(\lambda) = \\ &= g_m^{(1)}(\lambda) \tilde{K}_m(\lambda R_1); \quad v_j = |\lambda| R_j. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Неизвестные коэффициенты $y_m^{(0)}(\lambda)$, $x_m^{(0)}(\lambda)$ определяются из уравнений

$$\left. \begin{aligned} y_m^{(0)}(\lambda) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} B_{mn}(\lambda) y_n^{(1)}(\lambda) + g_m^{(0)}(\lambda); \\ x_m^{(2)}(\lambda) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_{mn}(\lambda) x_n^{(1)}(\lambda), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_{mn}(\lambda) &= \frac{(-1)^{n+m+1}}{D_m^{(1)}(\lambda) R_1} (m^2 + v_1^2) I_{n-m}(\lambda l) t_1^+; \\ D_{mn}(\lambda) &= \frac{(-1)^{n+m+1} t_2^+}{D_m^{(2)}(\lambda) R_2} (m^2 + v_2^2) I_{n-m}(\lambda l); \\ g_m^{(0)}(\lambda) &= - \left\{ [v_1 K'_m(v_1)]^2 + (m^2 + v_1^2)^2 \frac{p_1 q_1}{R_1^2} \times \right. \\ &\quad \times \left. [K_m(v_1)]^2 \right\} [x_m^{(0)}(\lambda) / D_m^{(1)}(\lambda)]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

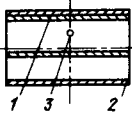
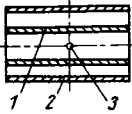
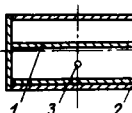
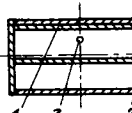
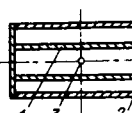
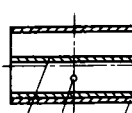
После нахождения коэффициентов $x_m^{(1)}(\lambda)$, $y_m^{(1)}(\lambda)$, $y_m^{(0)}(\lambda)$ и $x_m^{(2)}(\lambda)$ из уравнений (6) и (8), функции экранирования и обратного действия определяются по выражениям

$$\left. \begin{aligned} K_{\lambda m}^{u,m} &= x_m^{(2)}(\lambda) \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{n+m} x_n^{(0)}(\lambda) I_{n-m}(\lambda l) \right]^{-1}; \\ W_{\lambda m}^{u,m} &= y_m^{(0)}(\lambda) I_n(\lambda \varrho_1) / x_m^{(0)}(\lambda) \tilde{K}_m(\lambda \varrho_1), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где использованы индексы «ц» — цилиндрический; «м» — магнитный.

Уравнения (6) и (8) могут быть исследованы с помощью методов решения бесконечных систем алгебраических уравнений [5]. Контроль правильности окончательных результатов удобно вести, применив метод редукции [6].

При концентрическом расположении цилиндрических оболочек функции экранирования и обратного

№№ пп	Схема расположения оболочек	$K_{\lambda m}^{u,m}$	ζ_j
1		$\frac{0,412}{0,38}$	$\frac{2,43}{2,63}$
2		$\frac{0,283}{0,26}$	$\frac{3,55}{3,85}$
3		$\frac{0,220}{0,20}$	$\frac{4,55}{5,00}$
4		$\frac{—}{0,360}$	$\frac{—}{2,78}$
5		$\frac{—}{0,250}$	$\frac{—}{4,0}$
6		$\frac{—}{0,2}$	$\frac{—}{5,0}$

Примечание. В числителе указаны результаты теоретических расчетов, в знаменателе — данные экспериментов.

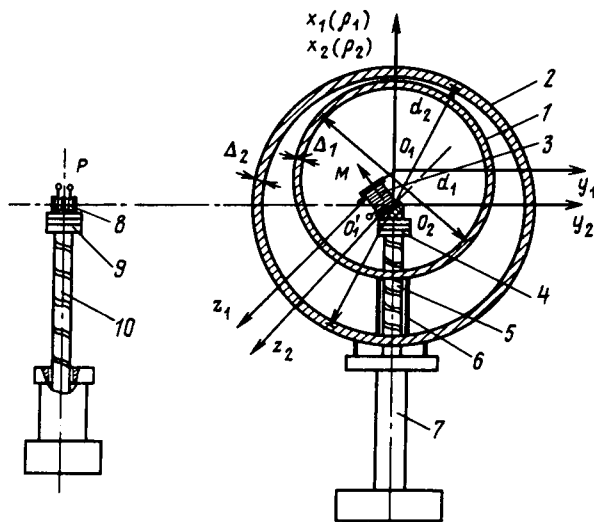


Рис. 2. Принципиальная схема экспериментальной установки

действия (10) записываются в виде (координаты q_1 , z_1 , φ_1):

$$K_{\lambda m}^{u, m} = G_{\lambda m}^{(1)} G_{\lambda m}^{(2)} / (I_{\lambda m}^{(1)} I_{\lambda m}^{(2)} - d_m^{(1)} L_m^{(2)}); \quad (11)$$

$$W_{\lambda m}^{u, m} = -(L_m^{(2)} / I_{\lambda m}^{(2)}) [I_{\lambda m}(\lambda q_1) / \tilde{K}_m(\lambda q_1)],$$

где

$$G_{\lambda m}^{(j)} = (p_j + q_j) \Delta_j(\lambda m); \quad I_{\lambda m}^{(j)} = 2I_m'(v_j) K_m'(v_j) - (p_j - q_j) \Delta_j(\lambda, m) + 2p_j q_j I_m(v_j) K_m(v_j); \quad (12)$$

$$L_m^{(j)} = 2[I_m'(v_j)]^2 + 2p_j q_j I_m^2(v_j); \quad d_m^{(j)} = 2[K_m'(v_j)]^2 + 2p_j q_j K_m^2(v_j);$$

$v_j = |\lambda| R_j$; $\Delta_j(\lambda, m)$ — определитель Вронского.

Результаты расчета и эксперимента. Проведены расчеты и экспериментальные исследования двухслойных ферромагнитных круговых цилиндрических оболочек S_j ($j=1, 2$) длиной $L_j=0,63$ м, толщиной $\Delta_j=0,003$ м, со средним диаметром $d_1=0,11$ м, $d_2=0,21$ м, $\gamma_j=1,5 \cdot 10^6$ См·м⁻¹, $\mu_j=120\mu_0$, $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн·м⁻¹ для положений оболочек, указанных в таблице. Длина $L_j=3d_2$ выбрана такой, чтобы можно пренебречь влиянием концевых эффектов.

Функции экранирования рассчитаны по формулам

$$K^{u, m} = \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} (K_{\lambda m}^{u, m})^2 d\lambda \right]^{1/2}. \quad (13)$$

В разложениях (13) учитывались члены с $m \leq 4$, поскольку $\epsilon=R_1/R_2$ — малый параметр и можно положить $\epsilon^2 \approx 0$, т. е. расчет матричных элементов проведен с точностью до четвертого порядка малости. Для упрощения считалось, что источник ЭМП расположен в центре системы координат q_1, z_1, φ_1 . Результаты расчета представлены в таблице. Здесь же, а также на рис. 2 даны результаты эксперимента. В качестве источника ЭМП 3 использовалась катушка с током ($\omega=314$ с⁻¹) высотой 0,02 м, с наружным диаметром 0,03 м и числом витков $\omega=3500$ (провод ПЭ диаметром 0,13 мм). Источник 3 с помощью раздвижного стола 4 и штока 5 может устанавливаться в любой точке в полости ци-

линдра 1. Шток 6 служит для перемещения цилиндра 1 в полости цилиндра 2, который крепится в стойке 7. Датчик 8 размещается на раздвижном столе 9, крепящемся к стойке 10, ось его находится на оси Oy_2 . Измерительным датчиком служила индуктивная катушка высотой 0,005 м, с наружным диаметром 0,01 м, и числом витков $\omega=450$ (провод ПЭ диаметром 0,13 мм), подключенная к анализатору гармоник фирмы «Брюль и Кьер».

Результаты эксперимента различаются незначительно, если вместо цилиндров без боковых стенок взять цилиндры с боковыми стенками, что следует из таблицы (пп. 4, 5, 6). Данные расчета удовлетворительно согласуются с результатами эксперимента (погрешность не превышает 20 %).

Заклучение. Из анализа результатов расчета следует, что эффективность экранирования ζ_j (j — номер позиции) системы из двух цилиндрических оболочек, определяемая в виде

$$\zeta_j = (K^{u, m})_j^{-1} \quad (14)$$

существенно зависит от заданного эксцентриситета. Для трех вариантов расчета ($j=1, 2, 3$) эффективность экранирования меняется приблизительно в 2 раза ($\zeta_1: \zeta_2: \zeta_3=1:1,5:2$).

Сходные результаты получены и для двухслойных сферических ферромагнитных оболочек, внешние диаметры которых отличаются в 2 раза. Кроме того, из результатов расчета двухслойных цилиндрических оболочек со значительной воздушной прослойкой следует, что неоднородности помехонесущего ЭМП сглаживаются (как и в случае многослойных сферических оболочек [1]).

Если задаться экранирующими функциями по отдельным гармоникам, интересующим нас при решении задач электромагнитной совместимости, можно по предложенной в статье методике получить системы уравнений, позволяющие найти $\Delta_j, \mu_j, \gamma_j$. Зная эти параметры для ряда гармоник, можно решить задачу о проектировании двухслойного экрана с оптимальными свойствами. Можно рекомендовать с помощью управляемого эксцентриситета у двухслойных ферромагнитных цилиндрических оболочек изменять эффективность экранирования и сглаживать неоднородности исходного поля.

Разработанную методику возможно использовать для расчета многослойных оболочек. При этом не возникает новых принципиальных трудностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морозов В. А., Родионова Н. В. Об уменьшении неоднородности поля внешних источников помех в полости магнитного экрана. — ЖТФ, 1984, т. 54, № 4.
2. Аполлонский С. М. Расчет электромагнитных экранирующих оболочек. — Л.: Энергоиздат, 1982.
3. Ерофеев В. Т. Теоремы сложения и решение краевых задач математической физики. — Минск: БГУ, 1981.
4. Жуков С. В. О граничных условиях для определения магнитных полей металлических оболочек. — ЖТФ, 1969, т. 39, № 7.
5. Канторович Л. В., Акилов Г. П. Функциональный анализ. — М.: Наука, 1977.
6. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. — М.: Наука, 1965.

[23.03.87]

О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин

(Статья Нетушила А. В., «Электричество», 1986, № 5, с. 43—47)

ФАЗЫЛОВ Х. Ф., доктор техн. наук, НАСЫРОВ Т. Х., канд. техн. наук

В обсуждаемой статье поднят давно назревший вопрос о системном подходе к рассмотрению как содержания, так и методического единства изложения материала в комплексе взаимосвязанных дисциплин, составляющих основу электротехнического образования инженеров.

Дискуссия по данной статье больше коснулась вопросов о выборе направления векторов и знаков в уравнениях, хотя проблемы, поднятые автором, на наш взгляд, имеют значительно более широкий характер. Прежде всего хотелось бы отметить обоснованность мнения автора о целесообразности восстановления раздела физических основ электротехники в курсе ТОЭ даже при условии его дублирования в курсе физики.

Требуется тщательное изучение методики применения математических методов и вычислительной техники в преподавании ТОЭ. По нашему мнению, не следует перегружать основной курс ТОЭ для электро-энергетических специальностей использованием матричного аппарата, теории графов и топологических методов анализа цепей. Эти и другие прикладные вопросы электротехники целесообразно вынести в курс «Математические задачи энергетики» и аналогичные дисциплины специальности. Излишняя «профессионализация» курса ТОЭ также может ослабить общую электротехническую подготовку инженеров.

Вместе с тем теоретическая электротехника несомненно должна обогащаться достижениями прикладных дисциплин, которые она обслуживает. Вызывает только удивление, что ни в одном отечественном учебнике или пособии по основам теории цепей не только не излагается, но даже и не упоминается по существу новая, энергетическая теория цепей, основанная на теореме Б. Телледжена [1]. В качестве другого примера можно привести диакоптику Г. Крона, которая в сочетании с теорией больших разреженных матриц Р. Тьюарсона сделала практически возможным расчеты на ЭВМ режимов сложных электрических цепей, содержащих несколько тысяч узлов.

Остановимся теперь, в рамках обсуждаемой проблемы, на некоторых частных вопросах, имеющих тем не менее немаловажное значение в преподавании ТОЭ.

На наш взгляд, изложение методов расчета электрических цепей должно обязательно сопровождаться анализом их преимуществ и недостатков при применении к конкретным задачам. В этом случае, например, у будущего инженера-электроэнергетика не

будет возникать вопроса о том, почему анализ установившихся и переходных процессов в сложных электрических системах ведется на основе узлового, а не контурного метода. Такая своеобразная «обратная связь» между ТОЭ и специальными дисциплинами должна безусловно отражаться в учебных программах.

Важное место в изложении ТОЭ, как известно, занимают схемы замещения электрических цепей и их элементы. Однако без соответствующего физического и математического обоснования эквивалентных моделей элементов и расчетных схем (замещения), в особенности при переходе от трехфазных цепей к их однофазным эквивалентам [2], не только нарушается «обратная связь», но и возникает разрыв в цепочке изучаемых дисциплин. Классическим примером может служить существующая методическая путаница при формулировке принципов взаимности и обратимости и их применении к однофазным и многофазным цепям. Данный вопрос достаточно полно раскрыт в [3], однако все еще не нашел соответствующего отражения в курсе ТОЭ. Возьмем другой пример. В теории цепей широко используется как элемент электрической цепи идеальный трансформатор, изображаемый мнемосхемой и имеющий один параметр — коэффициент трансформации. Однако без математической модели и соответствующей схемы замещения введение такого расчетного элемента является фикцией. А необоснованное введение комплексного коэффициента идеального трансформатора в формулы входного сопротивления и мощности приводит даже к ошибочным выводам, например в [4, стр. 227].

Несомненно, есть много других вопросов, требующих уточнения или согласования, и поэтому считаем полезным предложение проф. В. А. Веникова о необходимости проведения специальной конференции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пенфилд П., Спенс Р., Дюнкер С. Энергетическая теория электрических цепей.— М.: Энергия, 1974.
2. Фазылов Х. Ф., Насыров Т. Х. Линейные расчетные модели сетей электрических систем.— Ташкент: Фан, 1982.
3. Милых А. Н., Шидловский А. К. Принцип взаимности и обратимости явлений в электротехнике.— Киев: Наукова думка, 1967.
4. Основы теории цепей. Учебник для вузов. Изд. 4-е.— М.: Энергия, 1975.

ТАМОЯН Г. С., канд. техн. наук

Вопрос о выборе положительных направлений токов и э. д. с. в трансформаторах приобрел в последнее время особую популярность. На страницах технических журналов публикуются статьи, в которых в той или иной форме критикуется принятая в Советском Союзе и ряде других стран система изложения теории работы трансформатора, так как принятые в ней положительные направления токов и э. д. с. якобы приводят к ряду неудобств при анализе специальных систем с трансформаторами. Достаточно подробно эта проблема обсуждена в [1—4]. Статья А. В. Нетушила [5] фактически сводится в большей своей части к рассмотрению именно этой проблемы. Острота проблемы очевидна и для ее разрешения, по-видимому, необходим последовательный, системный анализ причин ее возникновения. Именно этой задаче посвящена эта статья.

В основе принципа действия и рабочего процесса трансформатора лежат фундаментальные законы электродинамики, описываемые *векторными* уравнениями Максвелла. Изложение теории трансформатора в общих курсах по электрическим машинам ведется с позиций теории электрических цепей, описываемых *скалярными* уравнениями напряжений для контуров с током. По очевидным и не обсуждаемым здесь причинам система уравнений Максвелла должна рассматриваться как «истинная» (в дальнейшем система I). Поэтому очевидно также, что при описании трансформатора с позиций теории цепей (в дальнейшем система II) любая система положительных направлений величин (величины скаляры) должна быть определенным образом соотнесена с системой I. Все возникающие недоразумения, неудобства или даже прямые ошибки могут являться следствием нарушения этого неперемного условия.

Основное векторное соотношение, объясняющее принцип трансформации, записывается в виде

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (1)$$

Прямое применение теоремы Стокса к обеим частям равенства приводит к известному соотношению

$$\mathcal{E} = - \frac{d\psi}{dt}, \quad (2)$$

которое используется в теории цепей (в системе II). Величины в (2) — скаляры, а знак минус объясняет принцип электромагнитной инерции или правило Ленца. Потокосцепление Ψ в системе II обычно записывается в виде

$$\Psi = Li, \quad (3)$$

а индуктивности и индуктивности взаимной индукции считаются положительными.

Теперь ясно, что при правильном соотнесении систем II и I («истинной») при определенном выборе системы положительных направлений токов и э. д. с. соотношение (2) может быть записано и в виде

$$\mathcal{E} = + \frac{d\Psi}{dt}. \quad (4)$$

Заметим, что выражение (4) и соответствующие положительные направления токов и э. д. с. обладают

свойством очевидной «истинности» и наглядности. Такая форма часто используется в зарубежной технической литературе, например, в [6, 7 и др.]. Однако наряду с отмеченными достоинствами такая система положительных направлений обладает и существенными недостатками: токи в обмотках трансформатора (положительные) получаются разнонаправленными и э. д. с. взаимной индукции по отношению к э. д. с. самоиндукции записываются с противоположными знаками. Последнее обстоятельство, конечно, приводит к ряду неудобств. Для иллюстрации на рис. 1 изображена схема трансформатора с использованием именно этой системы. Естественно предполагается, что первичная обмотка является возбуждающей (приемником), а вторичная — генераторной (источником). Одноименные зажимы обозначены точками и соответствуют системе I, т. е. системе правого винта. Для дополнительной наглядности потенциалы источника напряжения и э. д. с. обозначены знаками плюс (+) и минус (—).

Уравнения напряжений при этом записываются в виде

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + e_1; \\ u_2 &= -i_2 R_2 + e_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

или в развернутом виде

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt}; \\ u_2 &= -i_1 R_2 - L_{22} \frac{di_2}{dt} + L_{21} \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В отечественной учебной и технической литературе по электротехнике, радиотехнике и т. д. положительное направление тока обычно выбирают совпадающим с положительным направлением э. д. с. (как в источнике). В этом случае с учетом правил соотношения с системой I закон электромагнитной индукции в системе II записывается в виде (2), т. е. $\mathcal{E} = - \frac{d\Psi}{dt}$. Положительные направления тока и э. д. с. для индуктивности показаны как на рис. 2. При этом характерно, что $u_L = -e_L$ или при постоянной индуктивности

$$u_L = -e_L = L \frac{di}{dt}. \quad (7)$$

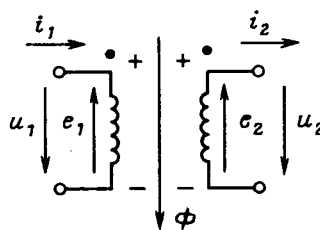


Рис. 1

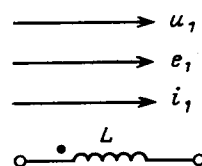


Рис. 2

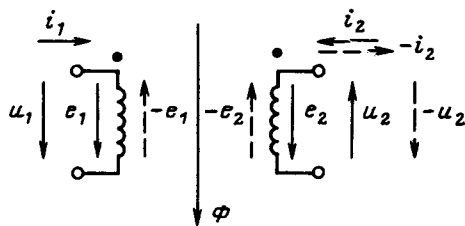


Рис. 3

Поэтому общепринятые изображения схемы трансформатора и положительных направлений выглядят как на рис. 3.

Уравнения напряжений записываются соответственно в виде

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 - e_1; \\ u_2 &= -i_2 R_2 + e_2; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= i_1 R_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt}; \\ u_2 &= -i_2 R_2 - L_{22} \frac{di_2}{dt} - L_{21} \frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

При учете основного правила маркировки одноименных зажимов (оно должно неукоснительно выполняться при рассмотрении любой системы магнитосвязанных контуров) эта система полностью совпадает с ранее рассмотренной. Действительно, в первом уравнении системы (8) записана величина $-e$, показанная на рис. 3 пунктиром. Для правильной трактовки величин вторичной обмотки направления э. д. с., токов и напряжения следует связывать с уравнением

$$-u_2 = i_2 R_2 - e_2, \quad (10)$$

полученным из (9) простой заменой знаков. Эти величины на рис. 3 также показаны пунктиром. Последняя операция может быть опущена, если помнить, что произвольно выбранное положительное направление придает смысл только знаку величины в той или иной расчетной схеме или системе.

Из вышеизложенного следует, что для описания трансформатора с позиций теории цепей принципиально возможны две системы положительных направлений: одна — приводящая к записи закона электромагнитной индукции в форме (4), другая — к форме (2). Для использования первой системы требуется перестройка всей отечественной учебной и технической литературы, вторая система связана с уяснением относительности выбора положительных направлений. Последний путь представляется естественным. С этих же позиций любые другие системы положительных направлений должны оказаться малоэффективными, хотя и возможными. Попытки введения критериев для оценки различных систем положительных направлений представляются поэтому малонадежными, никак не снимающими остроты изложенной ранее проблемы. Самым действенным способом разрешения этой проблемы представляется обязательное разъяснение в курсах по электрическим машинам и ТОЭ правила записи знака в законе электромагнитной индукции, т. е. $\mathcal{E} = \pm \frac{d\Psi}{dt}$, что, кстати, обязательно в зарубежной литературе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков Н. И. Об устранении несогласованностей в теории трансформаторов. — Электричество, 1984, № 1.
2. Нетушил А. В. Некоторые вопросы методического единства изложения разделов электротехники и электроники. — В кн. Сборник научно-методических статей по электротехнике. — М.: Высшая школа, 1980, вып. 7.
3. Нетушил А. В. Зачем столько минусов в векторных диаграммах и схеме замещения трансформатора? — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 9, 1984, № 8, 1985, № 5.
4. Антик И. В. О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы трансформатора. — Электричество, 1985, № 11.
5. Нетушил А. В. О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин. — Электричество, 1986, № 7.
6. Сили С. Электромеханическое преобразование энергии: Пер. с англ. / Ред. Цаценкин В. К. — М.: Энергия, 1968.
7. Шмитц Н., Новотный Д. Введение в электромеханику: Пер. с англ. / Ред. Ильинский Н. Ф. — М.: Энергия, 1969.

[29.05.87].

КУСИМОВ С. Т., канд. техн. наук, КАГАНОВ З. Г., доктор техн. наук

Уфа

Перестройка высшей школы настоятельно требует нового осмысления основных проблем высшего технического и, в частности, электротехнического образования. В этом отношении обсуждаемая статья проф. А. В. Нетушила оказывается одной из серьезных публикаций по данному вопросу. Мы полностью согласны со всеми положениями этой статьи, а также с откликами на нее, опубликованными в том же номере журнала. Однако все сказанное, на наш взгляд, это необходимые условия, но недостаточные. Требуются

существенные дополнения, определяемые стремлением к формированию совершенно новой системы фундаментального инженерного образования.

Сейчас наше высшее электротехническое образование охватывает формирование инженеров нескольких групп специальностей и специализаций. Это прежде всего электроэнергетические специальности, связанные с производством и передачей электроэнергии; электромеханические специальности, охватывающие почти необъятную сферу применения электроэнергии в народ-

ном хозяйстве; специальности электрической и радиосвязи и, наконец, специальности, вызванные развитием вычислительной техники и систем управления сложными объектами.

Нам представляется, что должна быть одна специальность — инженер-электрик с четырьмя специализациями: инженер-электроэнергетик; инженер-электромеханик; инженер-электрофизик; инженер-кибернетик (-связист).

В нашу задачу не входит подробное раскрытие особенностей подготовки инженеров-электриков по каждой из четырех названных специализаций. Оставаясь в рамках системного подхода, мы предпочитаем сказать о том, что их объединяет и, в этом смысле, названная выше статья А. В. Нетушила становится еще более актуальной.

Инженеры-электрики любой специализации должны получать фундаментальную подготовку, базирующуюся на «трех китах»: высшей математике, включая программирование; физике — общей и специальной; теоретических основах электротехники.

В полном согласии с мнениями А. В. Нетушила, В. Г. Герасимова, В. А. Веникова, Э. А. Мееровича и С. В. Страхова, отклики которых напечатаны в том же номере журнала, что и обсуждаемая статья, считаем,

что все три базовых дисциплины должны быть строго согласованы и определен рациональный их объем. Число часов лекций, особенно по ТОЭ, и практических (семинарских) занятий должно быть примерно равно. Общий объем всех видов учебных занятий по ТОЭ, по нашему мнению, должен быть доведен до 400—450 ч.

Инженер-электрик, оканчивающий институт, прежде всего, должен быть хорошо подготовлен теоретически, свободно владеть вычислительной техникой и иметь практические навыки самостоятельной работы с источниками информации. Тогда, придя на производство, он легко адаптируется к конкретной обстановке и быстро приобретает требуемые навыки и опыт.

Сейчас в учебных планах очень много специальностей, резко урезаны фундаментальные дисциплины, особенно по ТОЭ (иногда на семестр!), при этом планы переполнены описательными дисциплинами. Конструкции и схемы, излагаемые в этих предметах, как правило, уже устаревают к моменту их изучения студентами.

Конечно, система фундаментального электротехнического образования далеко не сводится к усилению курса ТОЭ. Однако без этого она не может быть реализована.

УДК 621.316.1.016.4.015.2:658.562.(083.74)

О совершенствовании нормирования качества электроэнергии

(Статьи Железко Ю. С.; Мамошина Р. Р. и Никифоровой В. Н., «Электричество», 1987, № 4)

ПРАХОВНИК А. В., доктор техн. наук, ВОЛОШКО А. В., инж.

Вряд ли у кого вызывает сомнение тот факт, что существующий ГОСТ 13109-67* требует переработки. Об этом говорится в [1, 2] и откликах на обсуждаемые статьи. Возрастающий спрос на электроэнергию, изменение структуры энергоносителей, увеличение числа мощных приемников электрической энергии и т. п. привели к ухудшению качества электроэнергии (КЭ) и, в конечном счете, к возрастанию ее потерь. Определение влияния ухудшения КЭ на электроприемники (ЭП) и разработка методов и средств устранения такого влияния является одним из основных направлений работ в данной области.

Так, о необходимости введения в ГОСТ различного рода интегральных (обобщенных) показателей качества электроэнергии (ПКЭ) высказываются многие специалисты. К таким вопросам относятся оценка влияния ПКЭ с помощью спектральной теории случайных процессов [3], разработка динамических моделей ЭП [4], применение усредненных (кумулятивных) показателей [5, 6], причины отклонения от идеального качества [7], частотный принцип разделения ПКЭ и т. д.

Все эти подходы, направленные в отдаленности на решение главной поставленной задачи — определение влияния ПКЭ на ЭП, не могут в полной мере удовлетворить требованиям повышения метрологической обеспеченности нормирования КЭ.

Так, с одной стороны, применение кумулятивных показателей [1] упрощает процесс определения их

влияния на технико-экономические показатели электрооборудования. Но, с другой стороны, приборы, позволяющие измерять кумулятивные ПКЭ, должны наряду со статистическим усреднением случайных погрешностей достаточно полно исключать систематические погрешности. В противном случае погрешность измерений может возрасти в десятки и сотни раз.

Разработка же динамических моделей ЭП совместно с их системами управления и создание на этой основе прибора, измеряющего суммарное воздействие различных измерений напряжения любого характера [4], нам кажется преждевременной. Это определяется сложностью как получения реальных динамических моделей ЭП, так и разработки измерительных устройств данного типа.

Осуществление так называемого частного подхода [7] нам представляется труднореализуемым ввиду необходимости использования при этом большого парка разнородных измерительных устройств.

Обобщенный показатель влияния КЭ на ЭП, представляя наиболее общий случай определения воздействия КЭ на работу ЭП, должен включать в себя максимум информативных параметров, служащих для определения отдельных ПКЭ.

В этом плане авторы поддерживают идею, предложенную в [8], где в качестве совокупного критерия ПКЭ предлагается использовать средневзвешенный коэффициент мощности (при симметричных режимах)

и так называемый натуральный коэффициент мощности (для несимметричных и несинусоидальных режимов). В поддержку данной идеи в [9] на основе оценки влияния высших гармоник на измерительную технику, увеличение потерь в ЭП и т. п. показана необходимость раздельного определения активных и реактивных мощностей как основных, так и высших гармоник. В [10] также указывается на то, что правильное управление электроэнергетическим предприятием с целью обеспечения оптимального режима электроснабжения возможно при условии точного измерения активной, реактивной и кажущейся мощностей.

Нам представляется, что разработка обобщенного ПКЭ должна вестись в данном направлении и с учетом определения не только влияния данного ПКЭ на ЭП, но и возможности устранения (уменьшения) данного влияния. Только в этом случае его применение будет оправдано.

Авторы поддерживают мнение, высказанное в [1, 2], о необходимости уточнения и определения некоторых ПКЭ, приведенных в ГОСТ 13109—67.

1.1. Отклонение частоты. Установление [1] верхней границы отклонения частоты $\pm 0,2$ Гц представляется нам необоснованным как с точки зрения влияния данных отклонений на технико-экономические характеристики ЭП, так и на метрологические характеристики применяемых измерительных устройств.

Авторы в этом плане согласны с предложением [2] относительно исключения из стандарта ПКЭ «размах колебаний частоты» и принятия в качестве ПКЭ, характеризующего отклонение частоты, критерия текущего отклонения. Значение данного отклонения будет использовано для коррекции результатов измерений ПКЭ при наличии отклонений частоты сети. Этот фактор будет одним из решающих при разработке измерительных устройств на базе средств микропроцессорной техники для эффективного метрологического обеспечения нового ГОСТ.

1.2. Колебание частоты. Рекомендация замены колебания частоты на фазу напряжения [1] не нова. Так, еще в 1982 г. была опубликована методика, основанная на фазовом угле компонента основной частоты [11]. Авторы этой методики предполагали использовать скорость изменения фазового угла для частоты 50 Гц как характеристику изменения частоты; при этом вторая производная фазового угла пропорциональна скорости изменения частоты. Следует отметить, что точность определения частоты на основе данной методики очень сильно зависит от непериодических функций и гармоник сигнала [12]. В этом направлении более перспективным является определение отклонений частоты сети с помощью алгоритмов БПФ. Оно основано на том, что любое отклонение основной частоты воздействует на все компоненты преобразования Фурье. Обработка результатов данного воздействия дает возможность измерить отклонения частоты. Авторы убеждены, что при широком внедрении в производство информационно-измерительной аппаратуры на микропроцессорной базе данный метод окажется наиболее перспективным.

2. Колебание напряжения. Здесь авторы согласны с мнением [4], что таким показателем должна быть «доза колебаний» или «доза фликера».

3. Несимметрия напряжений. Авторы поддерживают мнение, высказанное в [1], о целесообразности установления показателя, характеризующего несиммет-

рию, — коэффициента обратной последовательности. Хотелось бы здесь отметить, что при определении степени неуравновешенности цепи более информативный параметр может быть получен с использованием аргументов симметричных составляющих обратной последовательности (позволяет судить не только о наличии и величине неуравновешенности, но и ее направлении, что будет способствовать повышению эффективности мер по ее устранению).

4. Несинусоидальность напряжений. Действительно, данный показатель себя оправдывает, но авторы не согласны с утверждением, высказанным в [4], что число гармоник должно быть четко оговорено и не превышать 3—4. На данном этапе развития измерительных устройств (ИУ) такое утверждение правомочно. Но разрабатываемый ГОСТ должен ориентироваться на перспективное развитие ИУ на основе микропроцессорных средств и побуждать к их разработке и внедрению как пользователей, так и энергообеспечивающие организации. И здесь авторы абсолютно не согласны с утверждением, высказанным в [7], что ввиду недостаточной номенклатуры и количества специализированных приборов контроля качества методическая и инструментальная погрешности контроля КЭ будут отличаться. Разрабатываемый ГОСТ должен быть направлен на повышение уровня метрологического обеспечения и исключение всевозможных толкований о величинах погрешностей при определении ПКЭ. Точность их определения должна соответствовать как требованиям необходимости обеспечения оптимального режима электроснабжения потребителей (бесперебойного, в необходимом количестве, при надлежащем качестве и с наименьшими народнохозяйственными затратами [12], так и современному уровню развития информационно-измерительной техники.

Относительно норм отдельных ПКЭ авторы в основном согласны с приведенными в [2]. Спорны значения позиций 1 ($\pm 0,2$ Гц) и 3,4.

В заключение хотелось бы подчеркнуть, что разрабатываемый ГОСТ должен быть направлен на необходимость повышения метрологической обеспеченности вопроса нормирования КЭ и всецело способствовать этому.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Железко Ю. С. О совершенствовании нормирования качества электроэнергии. — Электричество, 1987, № 4.
2. Мамошин Р. Р., Никифорова В. Н. О совершенствовании нормирования качества электроэнергии. — Электричество, 1987, № 4.
3. Липский А. М. Качество электроснабжения промышленных предприятий. — Киев — Одесса: Вища школа, 1985.
4. Вагин Г. Я., Крахмалин И. Г. Дискуссии по статьям Железко Ю. С. и Мамошина Р. Р., Никифоровой В. Н. — Электричество, 1987, № 4.
5. Кумулятивный принцип оценки качества напряжения / Э. Г. Куренный, Е. Н. Дмитриева, В. М. Ковальчук, А. Д. Колымыцев. — Электричество, 1978, № 9.
6. Шидловский А. К., Куренный Э. Г. Введение в статическую динамику систем электроснабжения. — Киев: Наукова думка, 1984.
7. Маркушевич Н. С. Дискуссии по статьям Железко Ю. С. и Мамошина Р. Р., Никифоровой В. Н. — Электричество, 1987, № 4.
8. Drechsler R., Winkler G. Einfluss der Energiegute auf die Netzverluste. — Zeszyty naukowe Politechniki Poznanskie. Elektryka, 1983, № 25.

УДК 061:3:63-83

Х Всесоюзная научно-техническая конференция по проблемам автоматизированного электропривода

(сентябрь 1987 г., Воронеж)

В работе конференции участвовали ведущие специалисты отрасли, представлявшие промышленные предприятия, научно-исследовательские и проектно-конструкторские организации и вузы. Как и на всех предыдущих конференциях, целью настоящей конференции, как и всех предыдущих уточнение первоочередных научно-технических задач, стоящих перед специалистами отрасли на современном этапе, характеризующемся принятым партией курсом на приоритетное развитие машиностроения и автоматизацию производства. Учитывая основные задачи XII пятилетки оргкомитет конференции предложил провести ее под девизом «Новым технологиям — совершенный электропривод».

Следует отметить, что Х Всесоюзная конференция была в известной мере юбилейной — она состоялась через 40 лет после созыва в Ленинграде Научно-технической сессии по электроприводу; положившей начало регулярным встречам широкого круга специалистов-электроприводчиков страны. На конференции были кратко освещены результаты таких встреч, отмечено их влияние на ход научно-технического прогресса в отрасли. Отмечалось также, что за период после IX Всесоюзной конференции (Алма-Ата, октябрь 1983 г.) были разработаны новые серии тиристорных электроприводов с двигателями постоянного и переменного тока для всех отраслей машиностроения, горнодобывающей промышленности и металлургии. Интенсивное развитие получили автоматизированные электроприводы для различных производств агропромышленного комплекса. Начат серийный выпуск программируемых средств управления. Внедряются в практику системы автоматизированного проектирования. Выполнен и опубликован ряд работ по теории электромеханических систем, цифрового управления и программируемых систем управления с применением микропроцессоров и ЭВМ. Созданы и освоены в производстве мощные транзисторы, тиристоры с улучшенными параметрами, новые цифровые датчики, серии интегральных микросхем и микропроцессорных наборов.

На конференции было заслушано 130 докладов, причем большая часть из них (114) была представлена в форме стендовых докладов. В докладе «Современный электропривод: проблемы, пути решения» (Н. Ф. Ильинский, М. Г. Юньков) подчеркнута, что на современном этапе электропривод стал самостоятельным научным направлением, определяющим прогресс в областях техники и технологии, связанных с механической энергией, получаемой из электрической. В докладе подведены основные итоги развития электропривода как самостоятельного научного направления со своими сложившимися и вновь создаваемыми научными циклами и центрами: глубокое проникновение во все сферы техники и сращивание с технологическими объектами; создание системы подготовки кадров; создание научно-технического потенциала, обеспечивающего разработку, исследование и производство электроприводов и их компонентов на современном уровне.

Среди проблем, требующих первоочередного решения, обращено внимание на необходимость интеграции электроприводов с технологическими узлами установок, в частности, с узлами роботов.

По-прежнему острой остается проблема комплектной поставки электроприводов, особенно для массовых приводов. К числу актуальных отнесены проблемы, связанные с эксплуатацией сложных электроприводов в различных отраслях народного хозяйства. Подчеркнута необходимость организации централизованного сервиса обслуживания, создания устройств технической диагностики. Не утратила своего значения и проблема энергосбережения в электроприводе. Для правильной оценки потребления энергии в различных режимах предлагается уточнить подход к определению энергетических показателей. Отмечена также необходимость решения проблемы рационального проектирования электроприводов с использованием средств вычислительной техники. Имеются определенные успехи в развитии САПР электроприводов, хотя темпы внедрения здесь явно недостаточны.

9. Lappe R. Der Einfluss von Oberschwingungen auf Messungen bei Geräten der Leistungselektronik.— *Elektrie*, 1982, N 10.

10. Головкин П. И. Электросистема и потребители электрической энергии.— М.: Энергоатомиздат, 1984.

11. Phandke A. G., Thorp J. S., Adamick M. G. A new

measurement technique for tracing voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency.— *IEEE Trans. PAS*, 1983, vol. 102, N 5, p. 1025—1033.

12. Girgis A. A. An accurate microprocessor-based technique for measuring frequency fluctuations in power systems.— *Model. and Simul. The 14-th Annual Conference*, 1983.

В докладе также подчеркивалась острота проблемы оценки и обеспечения эксплуатационной надежности электроприводов. Учитывая это обстоятельство, оргкомитет конференции подготовил дополнительное обсуждение этой проблемы «за круглым столом», к которому были привлечены ведущие специалисты в этой области, в том числе представители вузов, НИИ конструкторско-проектных организаций Воронежа. В результате этого обсуждения были выбраны организационно-технические и научно-методические рекомендации, а также рекомендации, относящиеся к подготовке кадров.

В докладе «Проблемы совершенствования подготовки инженерных кадров по электроприводу и автоматизации промышленных установок» (В. И. Ключев) проанализирован опыт подготовки в нашей стране инженеров-электроприводчиков и указаны пути повышения уровня их профессиональной подготовки и творческой активности.

Основные этапы развития отечественного электропривода за послевоенный период рассмотрены в докладе «Всесоюзные конференции по автоматизированному электроприводу (1947—1987 гг.)», представленный авторами настоящего сообщения. В нем показана роль конференций в определении перспективных направлений развития отрасли и в консолидации усилий специалистов на решении актуальных научно-технических задач.

На конференции работали три секции: теоретические вопросы автоматизированного электропривода (председатель проф. Н. Ф. Ильинский); перспективные системы автоматизированного электропривода (председатель проф. Г. Б. Онищенко); средства автоматизированного электропривода (председатель проф. О. В. Слежановский).

В соответствии с девизом конференции значительное внимание в докладах уделялось совершенствованию автоматизированных электроприводов промышленных установок на основе глубокого изучения технологических особенностей этих установок с целью повышения качества выпускаемой продукции. В частности, анализу проблем создания электроприводов для станкостроения был посвящен доклад М. Б. Бозинзона и А. И. Кондрикова. Ряд интересных решений, связанных с автоматизацией и интенсификацией процессов металлообработки, рассмотрен в докладах Н. К. Шапарева, В. Н. Михелькевича, В. П. Кургана, Ю. А. Чабанова, Я. Б. Розмана, В. А. Елисеева, А. И. Зайцева и других авторов.

В нескольких докладах были рассмотрены вопросы перспектив развития электроприводов подъемно-транспортных машин (А. Г. Яуре, Е. М. Певзнер, С. С. Крылов, А. Н. Семячкин, Я. Л. Горецкий, Б. И. Фираго и др.). Значительно больше внимания на этой конференции, чем на предыдущей, уделялось проблемам электропривода роботов и гибких автоматизированных производств (доклады Ю. А. Сабина, А. Н. Рассудова, В. Г. Коровина, В. Г. Кагана, Б. В. Гульманова, В. Л. Анхимова, М. И. Герасимова, А. А. Дыды, О. Н. Веселовского, И. Я. Браславского и др.). Причем в этих докладах рассматривались и теоретические аспекты разработки указанных систем, и особенности создания систем электропривода, включая и их компоненты — прежде всего специальные двигатели.

росам исследования и проектирования систем многодвигательных электроприводов, имеющих связь через технологический процесс (В. В. Путов, О. В. Ивлев, В. И. Колесников, В. Д. Корниенко, А. Н. Беляев, В. М. Шестаков, И. Л. Локтева, В. Н. Башин, А. М. Корытин, Б. Н. Бралюк, А. Е. Тикоцкий, Н. Г. Переслегин и др.). Несколько снизилось на этой конференции внимание к электроприводам металлургического (С. М. Бычков, В. А. Селецкий, Л. П. Андреев, И. Т. Туганбаев, А. М. Даирбаев, Е. В. Малишевский, Ю. М. Фролов, В. А. Сушко) и сельскохозяйственного производства (В. Г. Русаков, В. В. Иванов), а также к электроприводам экскаваторов (В. И. Ключев, Ю. Т. Калашников, А. А. Данченков, О. С. Полуэктов). Вместе с тем явно возрос интерес к электроприводам механизмов, используемых на электрических станциях (А. И. Шиянов, Г. М. Иванов, В. М. Пономарев, Е. Ю. Анищев, В. Б. Сумин, П. Д. Андриенко, А. В. Волков, А. К. Аракелян и др.).

На этой конференции впервые широко обсуждались проблемы повышения технического уровня автоматизированных электроприводов. Основные аспекты этой многогранной проблемы были изложены в докладе Г. Б. Онищенко, в котором отмечается, что основной задачей ближайших лет является повышение качества электроприводов, которое, в свою очередь, определяется следующими компонентами: техническим уровнем разработки, качеством изготовления и уровнем эксплуатации. Главный из них — технический уровень, который предлагается трактовать как степень удовлетворения возрастающих технических требований потребителя к продукции с учетом современных мировых тенденций при минимуме материальных и трудовых затрат на ее производство.

Различные аспекты указанной проблемы широко обсуждались участниками конференции. В частности, вопросам создания высокоточных электроприводов были посвящены доклады А. А. Никольского, А. В. Дегтярева, А. Г. Кроза, В. И. Юрьева, В. Л. Кацевича и др.

Значительное внимание уделялось точности обработки электроприводами входных команд в статических и динамических режимах. Этой проблеме было посвящено в общей сложности более 20 докладов, в числе которых следует отметить доклады В. В. Жуловяна с соавторами А. Н. Ладыгина, В. П. Кочеткова и В. А. Трояна, А. И. Мотченко с соавторами, Б. В. Гульманова, Д. Б. Изосимова с соавторами, Н. Л. Архангельского с соавторами, А. Д. Поздеева с соавторами, Р. М. Трахтенберга с соавторами. Новой следует считать тематику, связанную с диагностикой сложных электроприводов (доклады О. С. Полуэктова, В. Ю. Бондаря, В. А. Кравцова, Е. В. Постникова, В. В. Королева и др.).

На предыдущей алма-атинской конференции представителями промышленности высказывались справедливые претензии к разработчикам и исследователям электроприводов в связи с недостаточным вниманием с их стороны к вопросам эксплуатации. В Воронеже этим вопросам уделялось заметное внимание. Здесь следует отметить уже упоминавшийся доклад Г. Б. Онищенко. Большой интерес вызвал доклад А. В. Голыгина «Вопросы эксплуатации автоматизированных электроприводов».

Значительное число докладов было посвящено универсальной проблеме «Энергосбере-

жения в электроприводе. Объем докладов, представленных на конференцию по этой проблеме, относительно невелик, но они вызвали большой интерес у участников. Прежде всего следует отметить доклад А. О. Горнова и Н. Ф. Ильинского «Обобщенный критерий энергетической эффективности электропривода». Указанный критерий позволяет оценить эффективность функционирования отдельных элементов силового канала и электропривода в целом и оценить электропривод как потребителя и преобразователя электроэнергии. Эта же проблема рассматривалась в докладах В. Д. Кочеткова, Б. В. Ольховникова, Т. З. Портного, А. Е. Загорского, З. А. Захаровой, Л. П. Петрова, В. И. Капиноса, П. Э. Херунцева.

Во всех секциях обсуждались проблемы применения вычислительной техники при разработке, исследовании электроприводов и управлении ими. По этой теме было представлено более 20 докладов. В применении вычислительной техники при проектировании можно выделить два аспекта: это использование ЭВМ для оптимизации параметров отдельных элементов и узлов и создание САПР электроприводов. Первому аспекту и ранее уделялось большое внимание. На данной конференции по этим вопросам выступили В. В. Рудаков, В. А. Дартау, В. В. Алексеев, В. И. Ключев, М. П. Гаврилов, Ю. М. Баранов, А. А. Иванов, В. К. Лозенко, О. Н. Хоцяпова, Г. П. Лыщинский, В. А. Гуревич, Ю. И. Семиков и др.

Значителен прогресс в решении задач второго аспекта проблемы. За последние годы успешно разрабатываются теоретические проблемы САПР электроприводов (В. Н. Нуждин, А. Р. Колганов, В. М. Кокин), а также осуществляется внедрение этих систем в практику проектирования (доклады М. А. Каменева, В. А. Васильева, Г. С. Гутарца, Г. А. Шверка, М. Г. Зименкова, Г. З. Богорода, А. П. Цаллагова, А. К. Кулиша, В. П. Сидоренко, В. И. Лебеда).

Проблемы использования микропроцессоров для управления электроприводами рассматривались в различных аспектах. Здесь следует выделить следующие направления: теоретические задачи (доклад В. Д. Кочеткова, С. К. Козырева); общие вопросы разработки микропроцессорных систем управления электроприводами (М. А. Каменев, И. Т. Гераймович, В. Г. Файнштейн, Э. Г. Файнштейн); для различных видов электроприводов (Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, А. А. Никольский, И. К. Чесов, В. Н. Кондратюк, Р. А. Кулесский и др.); для электроприводов различных механизмов и систем — прокатных станов (С. М. Бычков, В. А. Селецкий, Л. П. Андреев) бумагоделательных машин (О. В. Ивлев и др.), металлорежущих станков (Елисеев В. А. и др.), грузозночно-разгрузочных манипуляторов (Ш. К. Гизатуллин и др.), ГАП (В. Л. Анхимюк и др.), поточных линий (В. М. Шестаков и др.).

На научно-технических конференциях по проблемам автоматизированного электропривода традиционно уделяется большое внимание развитию технических средств — двигателей, преобразователей, аппаратов, датчиков. На прошедшей конференции были представлены доклады, отражающие современное состояние и перспективы развития в области электромашиностроения (А. Е. Загорский, В. А. Королев, А. Ф. Шевченко, В. В. Жуловян, А. А. Афанасьев, А. А. Фарбовский и др.), преобразовательной техники (П. Д. Андреев, В. В. Горчаков, А. А. Сушенцев, Н. П. Чер-

нов и др.). Обобщающий доклад по этим проблемам представил О. В. Слежановский.

Следует отметить возросший интерес к электроприводам переменного и постоянного тока с силовыми транзисторными преобразователями. На эту тему было представлено семь докладов (Ф. С. Кобелев, А. К. Кулиш, С. Ф. Буряк, А. В. Холявин, Л. Н. Коноплев, В. Ф. Кубасов, Н. В. Донской, В. А. Матисон, М. Е. Гольц, Н. С. Литвин, А. А. Прокопченко и др.)

Не ослабевает интерес к электроприводам, выполненным на базе линейных асинхронных двигателей (доклады И. Г. Ефимова, Л. Б. Масандилова, Б. М. Малкина, А. И. Ушакова, Г. В. Худолеева, О. Н. Веселовского и др.).

Основные результаты обсуждения актуальных научно-технических проблем отражены в итоговом документе — рекомендациях конференции. В них выдвинуто предложение разработки единой общесоюзной программы повышения технического уровня электроприводов, их надежности и экономической эффективности. Рекомендуется сосредоточить усилия НИИ, конструкторских организаций и вузов на решение следующих задач: развитие теории и практики регулирования электропривода переменного тока на базе вентильных (тиристорных и транзисторных) преобразователей частоты и напряжения; развитие теории и практики микропроцессорного управления электроприводами; развитие методов адаптивного управления для автоматизации технологических процессов и создания робототехнических комплексов; решение проблемы надежности; повышение энергетических характеристик электроприводов (экономия электроэнергии, снижение загрузки сетей реактивной мощностью и мощностью искажений); разработка методов и нормативов определения технико-экономической эффективности.

Предложено предусмотреть творческое соревнование путем конкурсного выполнения разработок по важнейшим направлениям развития электропривода. В рекомендациях обращается специальное внимание на развитие компонентов электропривода, конструктивно сочетающих в себе электромеханические преобразователи с электронной преобразовательной и вычислительной техникой. Подчеркивается необходимость расширения технологических работ, направленных на повышение качества производства средств электропривода. Обращается также внимание на обеспечение эксплуатирующих организаций необходимым сервисным обслуживанием.

Важным разделом рекомендаций является часть, посвященная вопросам подготовки кадров. В связи с широким внедрением во все отрасли народного хозяйства электроприводов, оснащенных вычислительной техникой, предложено организовать переподготовку обслуживающего и эксплуатационного персонала промышленных предприятий и пуско-наладочных организаций. Предложено также пересмотреть концепцию и программы подготовки специалистов в высших учебных заведениях в направлениях: развития умения самостоятельно и творчески применять приобретенные знания и проявлять инициативу в решении современных задач по автоматизированному электроприводу; коренного улучшения практической подготовки, особенно в области инженерного проектирования; углубления и конкретизации знаний в части экономики и надежности автоматизированного электропривода.

Владимир Евстафьевич Манойлов

(К 80-летию со дня рождения)

Владимир Евстафьевич Манойлов, член КПСС с 1939 г., родился 28 июля 1908 г. в г. Новая Ладога. В 1930 г. окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). С 1928 г., совмещая работу с обучением в вузе, работает в системе «Ленэнерго» в должности техника, инженера, начальника кабельной лаборатории, заместителя главного инженера центральной энерголаборатории.

В 1946 г. защищает кандидатскую диссертацию и в 1948 г. переходит на научно-педагогическую работу в Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина), где руководит созданной им кафедрой «Охрана труда». После защиты докторской диссертации переходит в Ленинградский институт авиационного приборостроения, в котором продолжает работать по настоящее время. Им созданы «Кафедра приборов авиационной и космической медицины» и соответственно специальность подготовки инженеров «электронно-медицинская аппаратура». Подготовка инженеров по этой специальности ведется теперь в ряде институтов страны.

В. Е. Манойлов участвовал в разработке и создании ряда электромедицинских приборов, им предложены новые методы медицинской диагностики. Изучение электротравм позволило В. Е. Манойлову предложить, а затем и ре-



ализовать новый вид оборонительных электропрепятствий, принять участие в годы Великой Отечественной войны в их сооружении и эксплуатации на Лужских рубежах и на ближних рубежах к Ленинграду. За результаты этих работ его деятельность дважды отмечалась в приказах командования Ленфронта.

В 1961 г. к защите докторской диссертации им была представлена книга «Проблемы электробезопасности» — итог его научной деятельности по этой теме. Вскоре после защиты ему присваивается звание профессора, а в 1976 г. — звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

В. Е. Манойловым написано 19 монографий. В 1983 г. общество «Знание» оценило его книгу «Электричество и человек» дипломом второй степени, как лучшую книгу 1983 г. Статьи В. Е. Манойлова об электрических явлениях живого организма неоднократно публиковались в журналах «Электричество», «Космическая биология и авиамедицина», «Приборостроение».

В течение всей жизни В. Е. Манойлов вел и ведет активную общественную работу, избирался в состав комитета ВЛКСМ, в партком «Ленэнерго». Много лет возглавлял ревизионную комиссию НТО. Исполнял обязанности внештатного инструктора РК КПСС Дзержинского района г. Ленинграда. Был секретарем партбюро энергетического факультета ЛЭТИ. Двадцать пять лет входил в состав редколлегии журнала «Приборостроение». Много лет был членом экспертной комиссии (совета) ВАК по специальности приборостроение.

С момента присуждения ученой степени доктора технических наук В. Е. Манойлов подготовил к защите на соискание ученой степени кандидата технических наук свыше пятидесяти человек. Много лет Владимир Евстафьевич работает в составе методической комиссии ЛИАП.

Свой юбилей Владимир Евстафьевич встречает в трудовом строю. Пожелаем ему здоровья и успехов в работе.

Группа товарищей и учеников

Затронутые на конференции проблемы вызвали интерес участников, что, в частности, выражалось в оживленных дискуссиях как на пленарных заседаниях, так и при демонстрации стендовых докладов. Работа конференции прошла организованно и благодаря этому успешно, чему в значительной степени способствовали

забота и внимание к ее участникам со стороны специалистов-электроприводчиков Воронежа и прежде всего сотрудников и руководства Воронежского политехнического института (ректор Фролов В. Н., проректор Шиянов А. И.)

ЮНЬКОВ М. Г. МОЦОХЕИН Б. И., ШИНЯНСКИЙ А. В.

Олег Яковлевич Новиков

(К 60-летию со дня рождения)

В 1949 г. О. Я. Новиков с отличием окончил Куйбышевский индустриальный институт. После окончания института работал на строительстве Цымлянской ГЭС и в Куйбышевском филиале института Гидропроект. В 1952 г. он поступил в аспирантуру Ленинградского политехнического института на кафедру электрических аппаратов и в 1955 г. успешно защитил кандидатскую диссертацию.

С 1955 г. О. Я. Новиков плодотворно работает в Куйбышевском индустриальном (ныне политехническом) институте сначала доцентом, деканом электротехнического факультета, а с 1962 г. по настоящее время заведующим кафедрой теоретических основ электротехники.

В 1973 г. О. Я. Новиков успешно защитил докторскую диссертацию в Ленинградском политехническом институте; в 1974 г. ему было присвоено звание профессора.

Профессор, доктор технических наук О. Я. Новиков является крупным ученым в области низкотемпературной технологической и коммутационной плазмы. Им опубликовано более 200 научных работ.

В книге «Модернизация высоковольтных выключателей и приводов к ним» О. Я. Новиковым был впервые описан новый вид движения электродуговой плазмы — скольжение плазменного



состояния по отношению к среде. В книге «Устойчивость электрической дуги» развит математический аппарат исследования этого явления и разработаны интегральные методы анализа пространственной и энергетической устойчивости дуги в плазмотронах и коммутационных аппаратах. О. Я. Новиков является автором 5 монографий и более 50 изобретений.

Проф. О. Я. Новиковым совместно с его учениками разработаны методы воздействия на низкотемпературную плазму динамическими вращающимися и бегущими магнитными полями, исследованы технологические возможности возникающих при этом структур газового разряда, созда-

ны оригинальные конструкции электрических аппаратов с жидкометаллическими контактами, отличающиеся особыми свойствами и характеристиками.

О. Я. Новиков является членом двух советов АН СССР и руководителем рабочей группы по физике плазмы в коммутационных аппаратах Научного Совета АН СССР по низкотемпературной плазме, руководителем центрального региона Научно-методического Совета по теоретическим основам электротехники и инженерной электрофизике, председателем комиссии по учебникам и учебным пособиям, членом трех советов по защите докторских диссертаций.

Профессор О. Я. Новиков принимает активное участие в общественной работе. Он избирался членом Куйбышевского горкома КПСС, кандидатом в члены Ленинского райкома КПСС г. Куйбышева, членом Куйбышевского областного Совета профсоюзов. Неоднократно выдвигался председателем окружной комиссии по выборам в Верховный Совет СССР и РСФСР.

О. Я. Новиков всегда доброжелателен и отзывчив к людям, пользуется большим уважением у преподавателей, сотрудников и студентов института. Плодотворная деятельность Олега Яковлевича отмечена правительственными наградами.

Группа товарищей и учеников

Михаил Михайлович Соколов

Ушел из жизни видный ученый-электромеханик и педагог, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор Михаил Михайлович Соколов.

Закончив в 1936 г. Московский энергетический техникум, М. М. Соколов работал в Центральной лаборатории Мосэнерго и одновременно учился на вечернем отделении Московского энергетического института, которое закончил с отличием в 1943 г.

С тех пор и до конца жизни трудовая и общественная деятельность М. М. Соколова неразрывно связана с Московским энергетическим институтом, где он прошел путь от ассистента кафедры электрооборудования промышленных предприятий до заместителя заведующего этой кафедрой и декана вечернего факультета; с 1976 по 1987 г. он заведовал кафедрой электротермических установок.

В 1947 г. М. М. Соколов защитил кандидатскую диссертацию, а в 1962 г. — докторскую. Его



научные исследования относились в основном к теории и практике электроприводов промышленных механизмов. В этой области он оставил десятки научных работ, монографии и учебники, издававшиеся в СССР и зарубежом.

Плодотворной была научная деятельность М. М. Соколова и в

области электротермии. Он воспитал целую плеяду ученых и специалистов высшей квалификации, внес большой вклад в дело подготовки научно-технических кадров для отечественной электропромышленности. Много времени и энергии он отдавал, помогая в научно-педагогической работе Ташкентского, Одесского политехнических институтов и других вузов страны.

Многогранной и успешной была общественная деятельность М. М. Соколова как в МЭИ, так и в методических советах Минвуза СССР, Советском национальном комитете по электротермии, советах ряда электротехнических организаций.

М. М. Соколов был неутомимым тружеником, талантливым электротехником и организатором науки в высшей школе, жизнерадостным, доброжелательным человеком, чутким и отзывчивым к нуждам друзей и товарищей по работе. Светлая память о нем навсегда сохранится в сердцах его учеников, коллег, друзей.

Группа товарищей и учеников

ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ ОРГАНИЗАЦИЙ И ПРЕДПРИЯТИЙ!

В апреле — мае 1988 г. в Энергоатомиздате выходят бланки-заказы на плакаты по технике безопасности и экономии электрической и тепловой энергии.

Плакаты иллюстрируют основные положения правил, напоминают о мерах и приемах безопасной работы на электрических подстанциях и станциях, в том числе атомных, в энергетических системах, электроустановках промышленных предприятий и промышленной теплоэнергетики, на предприятиях электротехнической промышленности, при пользовании электроэнергией в сельском хозяйстве и быту.

Плакаты по экономии электрической и тепловой энергии призывают экономить электроэнергию, топливо, показывают пути и средства их рационального расходования.

Бланк-заказ высылается издательством бесплатно по запросам организаций. В нем приведен полный перечень плакатов, а также указаны условия их получения и порядок оформления заказов.

За получением бланка-заказа следует обращаться по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10. Энергоатомиздат. Отдел распространения. Телефон для справок: 235-39-27.

СОДЕРЖАНИЕ

Ильинский Н. Ф., Попов М. А. Теория подобия в электро-механике	1
Ковалев И. Н., Репьев В. Г., Самсонова Е. Ю., Теренин М. И. Оптимизация входных реактивных мощностей подстанций энергосистем	7
Зеккель А. С. Оценка качества регулирования и методика настройки стабилизации АРВ генераторов	15
Желтов К. А., Кучай С. А. Теория и применение резонансного умножения напряжения	21
Беляков Ю. С. Схемы замещения автотрансформаторов с регулировочными трансформаторами	26
Аракелян В. Г., Дарьян Л. А., Лоханин А. К. Разложение изоляционных жидкостей под действием частичных разрядов, тепла и ультразвукового поля	33
Бржезницкий В. А., Иерусалимов М. Е., Проценко А. Р. Исследование частотных характеристик делителя высокого напряжения, обусловленных неидентичностью его элементов	39
Гринберг В. С., Собко Э. И. Усовершенствование схем форсировки электромагнита с токоограничивающим резистором, шунтируемым конденсатором	42
Магазинник Г. Г., Локшин Б. А. Энергетические характеристики зависимых вентиляльных преобразователей в квазистационарных режимах	48
Глазков А. И., Захарии В. С., Каганов З. Г., Медведева Л. С. Резонансы в неоднородных нагруженных цепных схемах	52

СООБЩЕНИЯ

Федоров Ю. К. Оценка соотношения между составляющими помехи на электрических станциях и подстанциях	57
Чунихин А. А., Асонов В. А., Прошин А. А. Погрешности трансформатора тока в режиме АПВ	60
Ангелова Р. К., Гичев Т. Р. Переходный процесс в цепи с переменным сопротивлением при учете малого параметра	63
Мецик М. С., Щербаченко Л. А., Кузнецова В. А., Морозов В. Н. Диэлектрические методы определения содержания пленок воды в кристаллах слюды	65
Новожилов О. П. Умножители частоты на синтезированных нелинейных реактивных элементах	68
Нетушил А. В., Ермуратский П. В. Идентификация схем замещения элементов электрических цепей как задача многомерной оптимизации	73
Глазенко Т. А., Баясникова А. Н. Численные методы расчета электрических цепей с дискретно-изменяющимися параметрами	76
Крохин В. В., Хмарук О. Н., Шамаев Ю. М. Исследование необратимой составляющей магнитной индукции	79
Аполлонский С. М. Расчет электромагнитных полей в цилиндрических экранирующих оболочках	82
ДИСКУССИИ	85
ХРОНИКА	90

CONTENTS

Ilyinski N. F., Popov M. A.— Similarity Theory in Electromechanics	1
Kovalyev I. N., Repyev V. G., Samsonova E. U., Terenin M. I.— Optimization of the Input Reactive Power at Substations in Power Systems	7
Zekkel A. S.— Appraisal of the Quality of Control and a Method for Adjustment of the Stabilization in Generator Automatic Field Control	15
Zhelotov K. A., Kuchai S. A.— Theory and Application of Resonance Multiplication of Voltage	21
Belyakov U. S.— Equivalent Circuits for Autotransformers With Regulating Transformers	26
Arakelian V. G., Darian L. A., Lokhanin A. K.— Decomposition of Insulating Liquids Subjected to Partial Discharges, Heating and Ultrasonic Fields	33
Brzhezitski V. A., Yerusalimov M. E., Protzenko A. R.— A Study of the Frequency Characteristics of a High Voltage Divider Created By Its Nonidentical Elements	39
Greenberg V. S., Sobko E. I.— Sophisticated Schemes for Forcing an Electromagnet Having a Current-Limiting Resistor Shunted By a Capacitor	42
Magazinnik G. G., Lokshin B. A.— Power Characteristics for Dependent Electronic Converters Under Quasi-Stationary Conditions	48
Glazkov A. I., Zakharin V. S., Kaganov Z. G., Medvedeva L. S.— Resonances in Non-Uniformly Loaded Ladder Networks	52

REPORTS

Fedorov U. K.— Appraisal of the Relationship Between Components of the Noise at Electric Power Stations and Substations	57
Chunikhin A. A., Asonov V. A., Proshin A. A.— Current Transformer Errors During the Automatic Reclosure Period	60
Angelova R. K., Gichev T. R.— Transients in a Variable Impedance Circuit With Account Taken of Small-Valued Parameters	63
Metsik M. S., Scherbachenko L. A., Kuznetsova V. A., Morozov V. N.— Dielectric Methods for Determining the Water Film Content in Mica Crystals	65
Novozhilov O. P.— Frequency Multipliers Employing Synthesized Non-Linear Reactive Elements	68
Netushil A. V., Yermuratski P. V.— Identification of Equivalent Circuits for Electric Circuit Elements Regarded as a Multidimensional Optimization Problem	73
Glazenko T. A., Balyasnikova A. N.— Numerical Methods for Calculating Electric Circuits Having Discretely Variable Parameters	76
Krokhin V. V., Khmaruk O. N., Shamayev U. M.— A Study of the Non-Reciprocal Component in the Magnetic Induction	79
Apollonski S. M.— Calculation of Electromagnetic Fields in Shielded Cylindrical Sheaths	82
DISCUSSION	85
CHRONICLE	90

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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., Мамиконианц Л. Г. (главный редактор), Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

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

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Н. Н. Хотулева Корректор И. А. Володяева

Сдано в набор 29.03.88 Подписано в печать 28.04.88 Т-09581 Формат 84×108¹/₁₆ Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 11,85 Тираж 5162 экз. Заказ 855. Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 142300 г. Чехов Московской области