

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Дорогие коллеги — авторы и читатели журнала «Электричество»!

Ровно 110 лет назад, в июле 1880 г. вышел первый номер журнала «Электричество». Его издание было начато по инициативе незадолго перед этим организованного VI (электротехнического) отдела Русского технического общества. Таким образом, «Электричество» является не только старейшим отечественным, но и одним из старейших в мире электротехническим журналом.

В создании и становлении журнала активную роль сыграли В. А. Воскресенский, Д. А. Лачинов, А. Н. Лодыгин, А. Г. Столетов, В. Н. Чиколев, П. Н. Яблочков и многие другие известные русские электротехники конца XIX в.

За 110 лет своего существования (с небольшими перерывами в 1917—1921 и 1941—1943 гг.) журнал прошел большой путь, этапы которого определялись как историей развития электротехники, так и важнейшими событиями в жизни страны на этом отрезке времени. Оставаясь в течение многих лет практически единственным в стране электротехническим журналом, он сыграл важную роль в развитии в России не только основных направлений бурно развивавшейся в те годы электротехники (электрические станции, линии и системы электропередачи, электрические машины, электрический транспорт, техника высоких напряжений и др.), но и таких смежных направлений, как радиотехника, телеграфия, телефония, светотехника.

Сильно расширилась тематика «Электричества» после возобновления его издания в 1922 г.,

Вологодская областная универсальная научная библиотека

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1990

так как журнал продолжал пока оставаться единственным электротехническим изданием. В эти годы широко публикуются нормативные документы, вести с многочисленных строек, развернувшихся в стране, хроника и реклама, на которую в основном и существовал журнал в 20-е годы.

В конце 20-х — начале 30-х годов был основан целый ряд новых электротехнических и энергетических журналов научно-технического, производственного и популярного профиля, поэтому тематика журнала «Электричество» стала сужаться по сравнению с предшествующим периодом, в статьях все большее место стали занимать теоретические вопросы, журнал постепенно становился основным научно-теоретическим журналом страны в области электротехники и энергетики; таким он является в настоящее время. В 1938 г. одним из издателей журнала стала Академия наук СССР.

Редакция сознает, что наш журнал не свободен от недостатков. На читательских конференциях неоднократно отмечалась желательность увеличения числа заказных статей и обзоров по важнейшим направлениям современной электротехники и по смежным вопросам. Велики пока и сроки опубликованных многих статей, в основном из-за их длительного рецензирования. На эти и другие недостатки редакция, состав которой в последнее время существенно обновлен, намерена обратить самое серьезное внимание. Непростым оказалось в настоящее время

и финансовое положение журнала в связи с резко возросшими и все увеличивающимися типографскими расходами, расходами по распространению и стоимостью бумаги. Для покрытия убытков потребуется привлечение организаций-спонсоров, более широкая публикация рекламы и некоторые другие меры.

Редколлегия предполагает и в дальнейшем сохранять высокий теоретический уровень публикуемых статей. Перечень предпочтительных вопросов, которые, по мнению редколлегии, соответствуют наиболее актуальным направле-

ниям развития электроэнергетики, теоретической электротехники, электрических машин и аппаратов, электропривода, преобразовательной техники, техники высоких напряжений, будет опубликован.

Поздравляя читателей, авторов и всех электротехников с нашим общим юбилеем — 110-летием журнала «Электричество», редколлегия приглашает их к более тесному сотрудничеству и желает успехов в работе.

Редколлегия

УДК 621.311.4.001.57:681.3

Кибернетическое моделирование систем электроснабжения

ВЕНИКОВ В. А., ТЮХАНОВ Ю. М.

Автоматизированное проектирование систем электроснабжения предполагает оптимизацию соответствующих математических моделей, уровень внешнего правдоподобия [1] которых достаточно адекватен моделируемой проблеме. Являясь неформальной эвристической процедурой, моделирование в большей или меньшей степени всегда основано на методе индукции, поэтому внешнее правдоподобие моделей во многом определяется квалификацией и опытом разрабатывающего их исследователя. Однако математическим моделям систем, созданным с использованием эвристики, всегда будут присущи такие контраргументы, которые, если не доказывают недостаточную корректность модели, то и не могут быть немедленно отвергнуты. С другой стороны, стремление всецело повысить уровень внешнего правдоподобия модели может привести к необходимости оптимизации большой системы настолько сложной структуры, что задача окажется неразрешимой. Поэтому важнейшей проблемой математического моделирования является разработка методов обоснованного суждения множества взаимосвязей параметров моделируемых систем, подлежащих безусловному учету.

Одним из методов оптимизации больших систем является кибернетическое моделирование [2, 3], на основе принципов которого возможно описание подсистем некоторыми функциональными характеристиками (ΦX) с внешней стороны при независимости от внутренних взаимосвязей их параметров. При автоматизированном проектировании систем электроснабжения стратегия кибернетического моделирования состоит [4] в первоначальном определении ΦX подсистем низшего уровня на основе минимизации целевых функций моделей подсистем с последующим ис-

пользованием полученных ΦX в целях формирования моделей подсистем более высоких уровней, минимизации целевых функций которых определяет ΦX подсистем, и так далее, причем модель и ΦX всей системы определяются как результат изложенной процедуры. Хотя использование методов кибернетического моделирования при переходе от моделей подсистем низших уровней к моделям подсистем более высоких уровней и предотвращает [4] сколь-нибудь значительное увеличение размерности задачи, но оптимальными в буквальном смысле ΦX подсистем при таком подходе не являются, так как при их определении не учитывается влияние подсистем высших уровней. Отмеченное является следствием того, что, выделяя подсистемы, мы фактически вводим границы, которых не существует. Например, в системах промышленного электроснабжения количество и мощность цеховых комплектных трансформаторных подстанций 10(6) / 0,38—0,66 кВ, являющихся параметрами ΦX соответствующей подсистемы, зависят от степени компенсации реактивных нагрузок в сетях 0,38—0,66 кВ, определение оптимальной величины которой в традиционной постановке задачи возможно только после формирования подсистем высших уровней и оптимизации компенсирующих средств для всей системы. Последнее приводит к необходимости итеративного процесса уточнения ΦX подсистем и, как следствие, к необходимости оценки сходимости этого процесса, так как плохая или нерегулярная сходимость может обусловить практическую неприемлемость самого метода. Имеющиеся данные [4] о хорошей сходимости итеративных процессов уточнения ΦX подсистем электроснабжения являются не более чем обнадеживающими примерами, поскольку «чтобы опровергнуть

какое-либо теоретическое положение, достаточно привести один противоречащий контрпример, но для того, чтобы его доказать, примеров недостаточно» [5]. Исследование сходимости итеративного процесса уточнения ΦX в теоретическом плане представляет значительную проблему, если конечным результатом считать соответствие ΦX всех подсистем точке оптимума целевой функции системы. Однако задача существенно упрощается, если под сходимостью процесса понимать [4] достижение соответствия ΦX области устойчивости оптимизации (ОУО).

Конечной целью проектирования является создание оптимальных систем, которые удовлетворяют некоторым задаваемым техническим условиям при минимуме затрат. Оценка значений этих затрат, являющихся выходной граничной переменной [3] как системы в целом, так и ее подсистем, неизбежно сопряжена с погрешностями в исходной информации. Применительно к системам электроснабжения эти погрешности обуславливаются, в первую очередь, неточностями определения электрических нагрузок, ошибками усреднения стоимостных показателей, ошибками в определении последствий от перерывов в электроснабжении и рядом других факторов, что в терминах теории нечетких множеств означает [6] описание параметров модели нечеткими подмножествами. Объективная приближенность самого математического описания моделируемой системы, наряду с погрешностями в исходной информации, приводит к необходимости и достаточности [4] установления при оптимизации не точки оптимума, а ОУО. При этом под ОУО понимается область, содержащая точку оптимума целевой функции, причем внутри ОУО относительные изменения этой функции не превышают погрешности в исходной информации. Поэтому из всех решений, соответствующих ОУО, ни одному нельзя отдать предпочтение перед каким-либо другим, поскольку «никакой математический анализ не может дать строго точного результата в условиях неопределенности» [6]. В терминах теории нечетких множеств [6] понятие ОУО, соответствующее множеству недоминируемых (т. е. неулучшаемых) альтернатив, может быть определено следующим образом.

Если рассматривать, например, задачи минимизации, то целью решения является установление минимального значения F_0 целевой функции и значений аргументов в точке минимума, причем любому i -му неоптимальному решению соответствует значение целевой функции F_i . В этих условиях отношение

$$\mu = F_0/F_i \quad (1)$$

будет характеризовать степень приближения решения к оптимальному, и его можно рассматривать как функцию принадлежности [6] реше-

ния нечеткому подмножеству цели, поскольку $\mu = 1$ соответствует точке оптимума. Как уже отмечалось, значение F_0 определимо только с некоторой относительной погрешностью δ , поэтому обо всех решениях со значениями функции цели F_i , таких что

$$\frac{F_i - F_0}{F_0} \leq \delta, \quad (2)$$

нельзя сказать, что они хуже оптимального, или что какое-то из них лучше другого. Значение функции принадлежности этих решений к оптимальному определимо посредством подстановки F_i из (2) в (1), т. е.

$$\mu \geq (1 + \delta)^{-1}. \quad (3)$$

Следовательно, ОУО определяется таким подмножеством значений функции цели (и соответствующим ему подмножеством значений аргументов), для которого значение функции принадлежности к оптимальному решению не меньше, чем $(1 + \delta)^{-1}$.

Так как значение затрат на создание подсистемы является одним из параметров ΦX , то каждому значению функции цели соответствует и своя ΦX . Однако равнозначимость всего множества значений целевой функции в пределах ОУО обуславливает и равнооптимальность соответствующих им ΦX , что в терминах теории нечетких множеств позволяет определить ΦX как нечеткий образ аргументов модели, соответствующий ОУО. Такое, более широкое по сравнению с [2], определение ΦX имеет принципиальное значение для теории кибернетического моделирования, ибо оно обосновывает возможность описания подсистемы любой ΦX из множества равнооптимальных.

Обращаясь к упоминавшейся подсистеме трансформаторных подстанций 10(6)/0,38—0,66 кВ, предположим, что из условий локального оптимума (т. е. оптимизации без учета подсистем высших уровней) определены множество вариантов, принадлежащих ОУО, и соответствующие им равнооптимальные в локальном смысле ΦX , а некоторая i -я ΦX из этого множества принята для описания подсистемы на последующих этапах моделирования. Одним из параметров i -й ΦX подсистемы является, как отмечалось, значение коэффициента мощности $\operatorname{tg} \varphi_i$, причем для всего множества равнооптимальных ΦX нижняя и верхняя границы $\operatorname{tg} \varphi$ равны соответственно $\inf \operatorname{tg} \varphi$, $\sup \operatorname{tg} \varphi$. Если в процессе дальнейшего итеративного процесса уточнения ΦX подсистем будет выполняться условие

$$\inf \operatorname{tg} \varphi \leq \operatorname{tg} \varphi_c \leq \sup \operatorname{tg} \varphi$$

(где $\operatorname{tg} \varphi_c$ — значение коэффициента мощности нагрузки подсистемы, определенное из условий общесистемного оптимума), то первоначально

принятое значение $\operatorname{tg} \varphi_i$ уточнению уже может не подлежать, что во многих случаях обусловит и неуточняемость всей ранее принятой ФХ подсистемы. Иными словами, существование ОУО целевой функции подсистем обуславливает и соответствующую устойчивость ФХ, что объективно предопределяет хорошую сходимость [4] итеративных процедур уточнения решений локальной оптимизации.

Определение ФХ как нечеткого образа аргументов модели подсистемы, соответствующего ОУО, позволяет обоснованно упрощать структуру моделей. Обычно целевая функция оптимизации зависит от некоторого множества аргументов $x = \{x_i\}$. Если подмножество значений некоторого аргумента x_j , соответствующее ОУО функции цели $F(X)$, обозначить ω_j , то моделирование, осуществляющее при условии принадлежности $x_j \subset \omega_j$, позволяет принимать независимость целевой функции от этого параметра, а в ФХ этот параметр может быть введен любым своим значением из ω_j . Следовательно, если во множестве X возможно выделение подмножества аргументов X_1 , для которого определимы значения x_i соответствующее ОУО, то разность множеств $X \setminus X_1$ определит тот минимум параметров, который безусловно должен учитываться при моделировании. Фактически изложенное является ничем иным как определением перечня параметров модели, влияние которых на результат оптимизации незначительно, и установлением на этой основе перечня параметров, влиянием которых нельзя пренебрегать, но если при традиционных методах моделирования изложенная процедура является, как правило, неформальной, то, используя методы критериального анализа [7], ее во многом можно формализовать.

При установлении значений аргументов модели, соответствующих ОУО, необходимо учитывать достаточность определения суженных границ значений аргументов, гарантирующих принадлежность последних ОУО, что существенно упрощает задачу и одновременно повышает эффективность методов критериального анализа для неканонических, в смысле [7], функций. Стандартным приемом при этом является следующий. Допускается соответствие всех, кроме одного, аргументов модели точке оптимума, анализируется влияние этого аргумента на значение функции цели, которая для многих задач рассматриваемой проблемы может быть представлена в виде:

$$F = \sum_{i=1}^n a_i x^{\alpha_i} + \sum_{j=1}^m b_j x^{-\beta_j}, \quad (4)$$

где a_i, b_j — коэффициенты при анализируемой переменной; α_i, β_j — показатели степени, причем для всех $i \alpha_i > \alpha_{i+1}$ и для всех $j \beta_j > \beta_{j-1}$, т. е. α_1, β_m являются максимальными среди всех соответствующих значений α_i, β_j .

Введем обозначения: F_0 — значение (4) в точке оптимума; $f = FF_0^{-1}$ — относительное значение функции; x_0 — значение аргумента в точке оптимума (4); $z = xx_0^{-1}$ — относительное значение аргумента. Тогда можно показать (приложение), что относительные изменения (4) в области оптимума не превосходят значений

$$f \leq \pi_1 z^{\alpha_1} + \pi_2 z^{-\beta_m}, \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{array}{l} \pi_1 = \beta_m(\alpha_1 + \beta_m)^{-1}; \\ \pi_2 = \alpha_1(\alpha_1 + \beta_m)^{-1} \end{array} \right\} \quad (6)$$

— независимые от a_i, b_j критерии подобия.

В точке оптимума (4), т. е. при $z=1$ (5) выполняется как строгое равенство, но для всех $z \neq 1$ правая часть (5) определяет завышенные значения f . Независимость критериев подобия (6) от коэффициентов (4) предопределяет возможность оценки нижней z_n и верхней z_b границ относительных значений аргумента в пределах ОУО без осуществления оптимизации, посредством решения (5) относительно z при $f=1+\delta$, т. е. при равенстве левой части (5) значению f на границе ОУО.

Хотя методами критериального анализа само значение аргумента x в пределах ОУО непосредственно и не определимо (в силу того, что критериальный анализ оперирует с относительными значениями $z = xx_0^{-1}$), но информация о значении отношения

$$\frac{\pi_1 z^{\alpha_1}}{\pi_2 z^{-\beta_m}} = \alpha_1^{-1} \beta_m z^{\alpha_1 + \beta_m} = \lambda \quad (7)$$

позволяет устанавливать принадлежность получаемых решений к ОУО. В точке оптимума, т. е. при $z=1$, соблюдается

$$\lambda_0 = \alpha_1^{-1} \beta_m, \quad (8)$$

а в пределах ОУО, т. е. при $z_n \leq z \leq z_b$ —

$$\alpha_1^{-1} \beta_m z^{\alpha_1 + \beta_m} \leq \lambda_y \leq \alpha_1^{-1} \beta_m z_b^{\alpha_1 + \beta_m}. \quad (9)$$

Как следует из приложения, критерии подобия π_1, π_2 могут быть представлены и в виде:

$$\pi_1 = A_1 F_0^{-1}; \quad \pi_2 = A_2 F_0^{-1}, \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{array}{l} A_1 = \sum_i a_i c_{1i} x_0^{\alpha_i} + \sum_j b_j c_{3j} x_0^{-\beta_j}; \\ A_2 = \sum_i a_i c_{2i} x_0^{\alpha_i} + \sum_j b_j c_{4j} x_0^{-\beta_j}; \end{array} \right\} \quad (11)$$

$c_{1i}, c_{2i}, c_{3j}, c_{4j}$ — коэффициенты, определяемые показателями степени в (4) по формулам, приведенным в приложении.

С учетом (10) отношения критериев подобия для точки оптимума $z=1$

$$\frac{\pi_1}{\pi_2} = \frac{A_1}{A_2} = \lambda_0. \quad (12)$$

Значение λ_0 по (8) определяется только значениями показателей степени в (4) и поэтому известно. Если принять в качестве оптимального какое-либо значение аргумента в (4) $x=x_0$, то по (11) можно найти A_1 и A_2 , а затем и их отношение. Полученная величина может принадлежать интервалу λ_y по (9), но может и не принадлежать.

В первом случае первоначально принятое значение x действительно соответствует ОУО, а во втором — нет, причем, чем ближе отношение A_1/A_2 к значению λ_0 по (8), тем ближе принятное значение x к точке теоретического оптимума. Очевидно, что выход отношения A_1/A_2 за нижний предел по (9) обуславливает необходимость увеличения первоначально принятого значения x , а выход за верхний предел по (9) — соответственно уменьшения этого значения x . Поэтому параметр λ может быть характеризован как опосредованный критерий оптимальности, содержательный смысл которого определяется условиями конкретной задачи. Например, при выборе количества и мощности источников электроснабжения в некоторой подсистеме критерий оптимальности определяет [8] отношение затрат на источники электроснабжения к затратам на сети до потребителей электроэнергии. Особо следует отметить, что значения критерия оптимальности по (9), вследствие преобразования (4) в (5), определяют более узкую ОУО по сравнению с реальной, т. е. оценки, получаемые на основании (9), являются достаточно осторожными. Конечно, целевая функция оптимизации не всегда представима в виде (4), но общим правилом является возможность оценки ОУО посредством критериального анализа функции, пусть даже весьма приближенно отражающей моделируемую зависимость, если (и только если) определенная таким образом область заведомо принадлежит ОУО, соответствующей реальному влиянию оптимизируемого параметра. Например, степень компенсации реактивных нагрузок в сетях 0,38—0,66 кВ влияет как на устанавливаемую трансформаторную мощность подстанций 10(6)/0,38—0,66 кВ, так и на сечение сетей и потери мощности в сетях и трансформаторах. Однако, если в результате критериального анализа влияния компенсации реактивных нагрузок только на устанавливаемую мощность трансформаторных подстанций 10(6)/0,38—0,66 кВ будет установлена целесообразность полной компенсации реактивных нагрузок, то этот вывод, очевидно, тем более справедлив и при учете сетей от подстанций. В такой постановке задача рассмотрена в [9], где показана необходимость полной компенсации реактивной мощности при моделировании сетей 0,38—0,66 кВ.

Учет сформулированных выше положений приводит к следующей стратегии кибернетического

моделирования при автоматизированном проектировании систем электроснабжения. Начиная с подсистем низких уровней определяется перечень параметров, влияющих в принципе на целевую функцию оптимизации. Такими параметрами являются [4]: M_p — множество видов источников электроснабжения подсистем; M_n — множество потребителей электроэнергии, присоединяемых к каждому из источников электроснабжения; M_m — множество мест, допускаемых по генеральному или технологическому плану для размещения источников электроснабжения; G — граф схемы распределения электроэнергии в подсистеме; $\operatorname{tg} \varphi$ — коэффициент мощности потребляемой электроэнергии; U — уровень напряжения, подводимого к потребителям. Причем все перечисленные параметры являются многомерными векторами. Таким образом, множество параметров подсистемы, подлежащих оптимизации, имеет вид

$$X = \{M_n, M_m, M_p, G, \operatorname{tg} \varphi, U\}, \quad (13)$$

а целевая функция оптимизации, соответствующая суммарным приведенным затратам на создание подсистемы —

$$F(X) = F(M_n, M_m, M_p, G, \operatorname{tg} \varphi, U). \quad (14)$$

Необходимо отметить, что даже локальная оптимизация (14) без упрощений ее структуры, по всей видимости, неосуществима, поскольку необходимым для этого условием является установление функциональных связей между параметрами (аргументами) (14) еще до того, как сформирована подсистема. Поэтому единственной альтернативой может явиться только сужение множества оптимизируемых параметров.

Как уже отмечалось, полная компенсация реактивных нагрузок в сетях 0,38—0,66 кВ обеспечивает соответствие решения ОУО, т. е. при оптимизации (14) можно принимать в таких сетях $\operatorname{tg} \varphi = 0$. В этом случае при заданном значении входной реактивной мощности всего узла нагрузки значение $\operatorname{tg} \varphi$ на стороне 10(6) кВ определяется уже однозначно. Далее, для любого узла нагрузки, потребителями которого являются асинхронные двигатели, функция затрат, зависящих от уровня напряжения в центре питания, может быть представлена в виде (4), и в [10] доказано, что если обеспечить уровни напряжения в центрах питания в пределах технически допустимых отклонений, то при этом гарантировано соответствие решения ОУО целевой функции. Аналогичный вывод сформирован в [11] для систем промышленного освещения с лампами накаливания, изготовленными на повышенные напряжения. Насколько сложнее установление соответствия ОУО вида графа электрической сети. Основные проблемы при этом заключаются в определении необходимости резервирования источников электроснабжения, что при традиционном подходе к решению задачи требует знания значений ущерба

от перерыва в электроснабжении, и в определении оптимальности применения магистральных или радиальных схем. Как следует из [12], независимо от значений ущерба от перерывов в электроснабжении применение двухтрансформаторных подстанций всегда соответствует ОУО, что и должно учитываться при оптимизации (14). Если принять допустимость на первом этапе оптимизации (14) в предположении радиальных схем распределения электроэнергии, то, согласно изложенному выше, при этом достаточно исходить из того, что уровни напряжения соответствуют технически допустимым пределам, а значения $\operatorname{tg} \varphi$ в сетях 0,36—0,66 кВ равны нулю. То есть множество

$$X_1 = \{\operatorname{tg} \varphi, U\}, \quad (15)$$

а целевая функция оптимизации —

$$F(X \setminus X_1) = F(M_n, M_m, M_p, G_p), \quad (16)$$

где G_p — соответствует радиальным схемам распределения электроэнергии в подсистемах.

Подробно структура модели (16) для различных подсистем рассмотрена в [4, 13—15], а метод ее оптимизации изложен в [4]. Следует, однако, отметить, что в [4, 13—15] модель (16) была введена, по сути, аксиоматически.

Переходя к обоснованию принципиальной возможности уточнения решений локальной оптимизации целевых функций подсистем по (16) с целью обеспечения их соответствия общесистемному оптимуму, отметим, что под системой при этом следует понимать не собственно систему электроснабжения, а весь промышленный узел как таковой. Последнее имеет в своей основе следующее. Оптимизация (16) предполагает, как уже отмечалось, заданность мест, допускаемых по генеральному или технологическому плану для размещения источников электроснабжения. В этих условиях не исключена ситуация, когда места размещения источников электроснабжения могут быть заданы исходя только из соображений локальной оптимизации технико-экономических показателей генерального (технологического) плана, причем незначительное улучшение последних может обусловить много большие затраты в систему электроснабжения. При этом вполне реальная разработка неэкономичного проекта электроснабжения, который тем не менее будет «оптимальным» для имевшихся исходных данных. Количественный критерий оптимальности проекта электроснабжения был предложен в [8], где доказано, что точка оптимума соответствует значению отношения затрат на источники электроснабжения к затратам на сети

$$\lambda_0 = 1,5, \quad (17)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

а в пределах ОУО —

$$0,7 \leq \lambda_y \leq 3. \quad (18)$$

Выход указанного отношения за нижний предел по (18) свидетельствует либо об удаленности источников электроснабжения от потребителей, либо о недостаточности предусмотренных мест для размещения источников, а выход этого отношения за верхний предел — о необходимости укрупнения источников электроснабжения. Таким образом, по (18) можно оценить общесистемную оптимальность задаваемых мест размещения источников электроснабжения.

Значения критерия оптимальности (18) позволяют оценить и влияние схемы распределения электроэнергии в подсистеме на результат оптимизации ее ФХ. Предположим, что в некоторой подсистеме ФХ сформирована из условия радиальной сети, а на последующих этапах уточнения ФХ подсистем оказалась целесообразной магистральная схема сети от всех источников электроснабжения. Как показывает практика, приведенные затраты для магистральных сетей обычно меньше приведенных затрат для радиальных не более чем на 15—20 %. Таким образом, если при формировании ФХ подсистемы по (16) обеспечить значение $\lambda = 1—1,2$, то использование магистралей изменит последнюю величину не более, чем на 20 %, что, как следует из (18), не выведет решение за пределы ОУО. Равным образом, отмечавшееся выше влияние подсистем высших уровней на формируемые ФХ подсистем низших уровней будет проявляться при уточнении последних в изменении затрат на сети, питающие источники электроснабжения подсистемы. Но обширная область значений критерия λ_y по (18) обуславливает практически наблюдавшуюся [4] неизменность первоначально сформированных по (16) ФХ подсистем.

Вывод. Кибернетическое моделирование, основанное на критериальном анализе влияния параметров моделей, является эффективным методом оптимизации больших систем электроснабжения при автоматизированном проектировании.

Приложение. Рассмотрим вывод формул (5), (6). Разделив (4) на F_0 и учитывая, что $z = xx_0^{-1}$, получим:

$$f = \sum_i a_i x_0^{\alpha_i} F_0^{-1} z^{\alpha_i} + \sum_j b_j x_0^{-\beta_j} F_0^{-1} z^{-\beta_j}, \quad (\text{П-1})$$

Учитывая, что $\alpha_i > \alpha_{i+1}$ для любого i , докажем справедливость неравенства

$$z^{\alpha_i} \leq c_{1i} z^{\alpha_1} + c_{2i} z^{-\beta_i}, \quad (\text{П-2})$$

обладающего теми свойствами, что в точке оптимума (П-1), т. е. при $z = 1$, оно преобразуется в равенство

$$1 = c_{1i} + c_{2i}, \quad (\text{П-3})$$

и при $z=1$ производные от левой и правой частей равны, т. е.

$$\alpha_i = \alpha_1 c_{1i} - \beta_m c_{2i}. \quad (\text{П-4})$$

Совместное решение (П-3), (П-4) определяет:

$$\begin{aligned} c_{1i} &= (\alpha_i + \beta_m)(\alpha_1 + \beta_m)^{-1}; \\ c_{2i} &= (\alpha_1 - \alpha_i)(\alpha_1 + \beta_m)^{-1}. \end{aligned} \quad (\text{П-5})$$

Подстановка (П-5) в (П-2) и деление полученного выражения на z^{α_i} дает:

$$1 \leqslant \frac{(\alpha_i + \beta_m)z^{\alpha_1 - \alpha_i} + (\alpha_1 - \alpha_i)z^{-\beta_m - \alpha_i}}{\alpha_1 + \beta_m}. \quad (\text{П-6})$$

Первая производная правой части (П-6) по z в точке $z=1$ равна нулю, т. е. $z=1$ является точкой экстремума правой части (П-6), а так как вторая производная правой части (П-6) при $z=1$ больше нуля, то точка $z=1$ является и точкой минимума правой части (П-6), что и доказывает (П-2).

Аналогично доказывается, что для любого $j \neq m$ в (П-1)

$$z^{-\beta_j} = c_{3j}z^{\alpha_1} + c_{4j}z^{-\beta_m}, \quad (\text{П-7})$$

где

$$\begin{aligned} c_{3j} &= (\beta_m - \beta_j)(\alpha_1 + \beta_m)^{-1}; \\ c_{4j} &= (\alpha_1 + \beta_j)(\alpha_1 + \beta_m)^{-1}. \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

Подстановка (П-4), (П-7) в (П-1) дает

$$f \leqslant \pi_1 z^{\alpha_1} + \pi_2 z^{-\beta_m}, \quad (\text{П-9})$$

где

$$\pi_1 = A_1 F_0^{-1}, \quad \pi_2 = A_2 F_0^{-1}; \quad (\text{П-10})$$

$$A_1 = \sum_i a_i c_{1i} x_0^{\alpha_i} + \sum_j b_j c_{3j} x_0^{-\beta_j}; \quad (\text{П-11})$$

$$A_2 = \sum_i a_i c_{2i} x_0^{\alpha_i} + \sum_j b_j c_{4j} x_0^{-\beta_j}. \quad (\text{П-12})$$

Иначе критерии подобия π_1, π_2 в (П-9) могут быть определены из условий, что при $z=1$ значение $f=1$, т. е.

$$\pi_1 + \pi_2 = 1, \quad (\text{П-13})$$

и производная df/dz при $z=1$ равна нулю:

$$\alpha_1 \pi_1 - \beta_m \pi_2 = 0. \quad (\text{П-14})$$

Совместное решение (П-13), (П-14) дает

$$\begin{aligned} \pi_1 &= \beta_m (\alpha_1 + \beta_m)^{-1}; \\ \pi_2 &= \alpha_1 (\alpha_1 + \beta_m)^{-1}. \end{aligned} \quad (\text{П-15})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Электрические системы. Математические задачи электроэнергетики.— М.: Высшая школа, 1981.
2. Веников В. А., Суханов О. А. Функциональная модель режимов электрических систем.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1979, № 1.
3. Веников В. А., Суханов О. А. Кибернетические модели электрических систем.— М.: Высшая школа, 1985.
4. Веников В. А., Глазунов А. А., Тюханов Ю. М. Математические модели формирования оптимальных схем электроснабжения при автоматизированном проектировании.— Электричество, 1983, № 1.
5. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей.— М.: Физматгиз, 1961.
6. Орловский С. А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации.— М.: Наука, 1981.
7. Веников В. А. Теория подобия и моделирования.— М.: Высшая школа, 1976.
8. Веников В. А., Тюханов Ю. М. Применение теории подобия при проектировании систем электроснабжения.— Электричество, 1986, № 9.
9. Тюханов Ю. М., Усихин В. Н. Применение критериального анализа и шагового метода при расчете мощности компенсирующих средств.— Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 9.
10. Тюханов Ю. М., Архипенко В. В. Определение области экономической устойчивости функций расчетных затрат, зависящих от уровня напряжения.— В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях.— М.: Энергия, 1968.
11. Кунгс Я. А., Тюханов Ю. М. О выборе расчетного напряжения ламп накаливания.— Светотехника, 1984, № 8.
12. Тюханов Ю. М., Усихин В. Н. Критериальный анализ задачи резервирования в системах промышленного электроснабжения.— Электричество, 1987, № 2.
13. Тюханов Ю. М. Математическая модель задачи группировки электроприемников по силовым пунктам.— Промышленная энергетика, 1980, № 8.
14. Тюханов Ю. М. Синтез электрических сетей с учетом электрических нагрузок.— Изв. вузов. Электромеханика, 1981, № 2.
15. Тюханов Ю. М. Выбор источников электроснабжения при автоматизированном проектировании.— Изв. вузов. Энергетика, 1982, № 4.

[06.09.88]

Моделирование оптимального регулирования активной мощности энергосистем с помощью электрических цепей

ХМЕЛЬНИК С. И.

Введение. Известен ряд работ [1—3], где подробно рассматриваются технические конструкции, параметры которых естественным образом принимают значения, минимизирующие некоторую физическую величину при определенных ограничениях. При этом выявляются интересные для инженера аналогии между математическими, физическими и техническими понятиями. Очевидно, подобные конструкции могут рассматриваться как аналоговые вычислительные устройства для решения оптимизационных задач. Такой подход становится практически приемлемым, если указанные технические конструкции представляют собой электрическую цепь [3].

Ниже рассмотрены электрические цепи для решения оптимизационных задач, возникающих при регулировании активной мощности энергосистем. Эти цепи являются физической моделью энергосистемы в том смысле, что повторяют ее топологию, а соотношения между токами в элементах электрической цепи повторяют соотношения между активными мощностями в элементах энергосистемы. Таким образом, указанные электрические цепи являются физической моделью одновременно и для данной энергосистемы, и для задачи регулирования в ней.

Важно отметить, что математическая формулировка соответствующих задач оптимального автоматического регулирования приводит к задачам квадратичного программирования и вариационного исчисления, для решения которых нет быстродействующих численных методов. В связи с этим их решение на ЭВМ в темпе процесса регулирования затруднительно. В отличие от этого время решения таких задач с помощью электрических цепей не зависит от размерности энергосистемы и мало (определяется только временем переходных процессов).

Помимо этой практической стороны дела представляет, по-видимому, интерес и сопоставление фактов из теории электрических цепей и автоматического регулирования.

Принципы минимума в электрических цепях. Электрическая цепь, содержащая резисторы, диоды, источники напряжения и тока, описывается системой уравнений вида [1]:

$$N_R I_R + N_H I_H + N_C I_C + N_D I_D = 0; \quad (1)$$

$$N_R^\tau \varphi = -e_R; \quad (2)$$

$$N_H^\tau \varphi = e_H; \quad (3)$$

$$N_C^\tau \varphi = e_C; \quad (4)$$

$$N_D^\tau \varphi = -e_D; \quad (5)$$

$$e_R = R I_R; \quad (6)$$

$$I_D e_D = 0; \quad (7)$$

$$I_D \geq 0; \quad (8)$$

$$e_D \leq 0, \quad (9)$$

где (1) является уравнением первого закона Кирхгофа; I_R, I_H, I_C, I_D — векторы токов резисторов, источников напряжения, источников тока и диодов соответственно; e_R, e_H, e_C, e_D — векторы напряжений на этих же элементах; φ — вектор потенциалов в узлах электрической цепи; N_R, N_H, N_C, N_D — матрицы из элементов 0, 1, — 1; их конфигурация определяется конфигурацией электрической цепи; т — знак транспонирования матрицы, R — диагональная матрица сопротивлений резисторов.

При отсутствии источников напряжения уравнение (1) упрощается, принимая вид

$$N_R I_R + N_C I_C + N_D I_D = 0, \quad (10)$$

а электрическая цепь в целом описывается системой уравнений

$$[(2), (4) — (10)]. \quad (11)$$

Активная мощность тепловых потерь в этой цепи

$$Q = I_R^\tau R I_R. \quad (12)$$

В [1] показано, что решение системы (11) эквивалентно решению следующей задачи квадратичного программирования:

$$Q = \min \text{ при (8), (10), (12).} \quad (13)$$

Другими словами, в такой электрической цепи минимизируется потребляемая активная мощность при ограничениях, накладываемых первым законом Кирхгофа (т. е. топологией цепи) и односторонней проводимостью диодов.

Рассмотрим элементы, функционирование которых описывается уравнением

$$e_k = S_k \ddot{I}_k, \quad (14)$$

где k — номер элемента; e_k — напряжение на k -м элементе; I_k — ток, протекающий через k -й элемент; S_k — постоянная величина; точка или две точки сверху обозначают соответственно первую или вторую производную по времени.

Для удобства дальнейшего изложения будем такие элементы называть супериндуктивностями S_k . Можно представить конструкцию такого элемента¹. Поэтому перейдем к описанию электри-

¹ Супериндуктивность может быть реализована, например, в виде источника напряжения, управляемого напряжением, создаваемым дважды дифференцирующим усилителем, на вход которого подается напряжение, пропорциональное току, протекающему через этот источник напряжения. Кроме того, далее будет показано, что супериндуктивность реализуется элементами регулируемого объекта.

ческих цепей, содержащих супериндуктивности.

Супериндуктивность S_k в электрической цепи играет роль источника напряжения e_k . Следовательно, для электрической цепи, содержащей супериндуктивности, но не содержащей источники напряжения, имеет место соотношение

$$e_H = S \tilde{I}_H, \quad (15)$$

где S — диагональная матрица с компонентами S_{kk} .

Как следует из (3) и (15),

$$N_H^\top \varphi = S \tilde{I}_H. \quad (16)$$

Уравнение (4) может быть исключено, так как вектор e_C не входит в другие соотношения. Поэтому наша электрическая цепь описывается системой уравнений

$$[(1), (2), (5) - (9), (16)]. \quad (17)$$

Рассмотрим функционал от токов, как функций времени:

$$\Phi = \int_0^t (I_R^\top R I_R + \tilde{I}_H^\top S \tilde{I}_H) dt. \quad (18)$$

Докажем, что решение системы (17) эквивалентно решению следующей вариационной задачи:

$$\Phi = \min \text{ при } (1), (8), (18). \quad (19)$$

В соответствии с методом Лагранжа [4] задача (19) эквивалентна минимизации функционала

$$\Phi^* = \int_0^t f(I, \dot{I}, \varphi, e_D) dt$$

по функциям $I(t)$ и $\varphi(t)$ при ограничениях (8), (9) и условии дополняющей нежесткости [1] вида (7), где $f(\cdot) = \frac{1}{2} \tilde{I}_H^\top S \tilde{I}_H + \frac{1}{2} I_R^\top R I_R + \varphi^\top (N_R I_R + N_H I_H + N_C I_C + N_D I_D) + e_D^\top I_D$; I — вектор токов I_R , I_H , I_C , I_D ; φ , e_D — векторы множителей Лагранжа.

Для решения этой задачи рассмотрим функцию Эйлера—Лагранжа

$$\begin{aligned} \Phi^* &= \frac{\partial f}{\partial I} - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial f}{\partial \dot{I}} \right); \\ \Phi_\varphi^* &= \frac{\partial f}{\partial \varphi} - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial f}{\partial \dot{\varphi}} \right) \end{aligned}$$

и функцию Вейерштрасса

$$\begin{aligned} E &= f(I, \dot{I}, \varphi, e_D) - f(I, Z, \varphi, e_D) - (\dot{I} - Z) \frac{\partial}{\partial I} \times \\ &\quad \times f(I, Z, \varphi, e_D), \end{aligned}$$

где Z — вектор с компонентами (Z_R, Z_H, Z_C, Z_D) , подставляемый в указанных случаях в f вместо вектора \dot{I} [4].

После дифференцирования f по векторам I_R , I_H , I_C , I_D получаем

$$\Phi_I^* = \begin{cases} N_R^\top \varphi + I_R^\top R \\ N_H^\top \varphi - S \tilde{I}_H^\top \\ 0 \\ N_D^\top \varphi + e_D \end{cases}.$$

Здесь третья строка — ноль, так как ток I_C является постоянным (по определению). Дифференцирование f по вектору φ приводит к уравнению (1). Функция E после подстановки f и дифференцирования принимает вид

$$E = (\dot{I}_H - Z_H)^\top S (\dot{I}_H - Z_H).$$

Функционал Φ^* минимизируется, если $\Phi_I^* = 0$, $\Phi_\varphi^* = 0$, $E \geq 0$ [4]. Сравнивая Φ_I^* с равенствами (2), (5), (6), (16), а Φ_φ^* — с равенством (1), замечаем, что $\Phi_I^* = 0$ и $\Phi_\varphi^* = 0$. Учитывая, что $S \geq 0$, из последнего соотношения находим, что $E \geq 0$. Следовательно, задачи (17) и (19) эквивалентны.

Таким образом, электрическая цепь с супериндуктивностями может применяться для решения вариационной задачи (19) так же, как электрическая цепь с резисторами — для решения задачи квадратичного программирования (13).

Оптимальное регулирование активной мощности энергосистем. Задача регулирования активной мощности энергосистемы может быть сформулирована как задача квадратичного программирования [5—7]. Ниже она рассматривается в следующей постановке:

минимизировать J при условиях

$$J = \sum_{k=1}^n h_k v_k^2 + g_k (P_{rk} - P_{rk}^n)^2; \quad (20)$$

$$P_{rk} = P_{rk}^* + v_k; \quad (20a)$$

$$P_{yk} = P_{rk} - P_{nk}; \quad (21)$$

$$P_{yk} = \sum_{i=1}^l \beta_{ki} P_{li}; \quad (22)$$

$$\sum_{k=1}^n P_{yk} = 0; \quad (23)$$

$$P_{li} \leq P_{li} \leq P_{li}''; \quad (24)$$

$$P_{rk} \leq P_{rk} \leq P_{rk}'; \quad (25)$$

где h_k , g_k — известные коэффициенты; P_{rk}^* — генерируемая мощность k -го узла в текущий момент времени; v_k — сигнал управления, вырабатываемый регулятором для k -го узла; P_{rk} — генерируемая мощность k -го узла, которая устанавливается после отработки сигналов управления; P_{nk} — значение мощности нагрузки k -го узла в текущий момент времени; P_{yk} — узловая (суммарная) мощность k -го узла, которая устанавливается после отработки сигналов управления; P_{li} — переход мощности по i -й линии электропередачи,

который установится после отработки сигналов управления; P_{rk}^n — плановое значение генерируемой мощности k -го узла в текущий момент времени; P'_{rk} , P''_{rk} — предельные значения (наименьшее и наибольшее соответственно) генерируемых мощностей P_{rk} ; P'_{li} , P''_{li} — то же для P_{li} ; $\beta_{ki} = (0, 1, -1)$ в зависимости от соединения k -го узла с i -й линией электропередачи и от направления перетока, принятого за положительное.

В этой задаче показатель качества (20) отражает требования по минимизации изменения генерируемых мощностей (см. первый член формулы) и по минимизации отклонения от планового режима (см. второй член формулы). При этом, выбирая определенным образом коэффициенты h_k и g_k , можно для некоторых электростанций снять последнее требование, а для других электростанций сделать это требование превалирующим над первым. Условие (23) отражает требование по стабилизации частоты. Остальные условия очевидны.

Эта постановка применима для энергосистем, в которых значения перетоков однозначно определяются значениями узловых мощностей — см. (22). Это относится к энергосистемам без кольцевых связей.

Итак, в данной постановке задача регулирования является задачей квадратичного программирования

$$J = \min \text{ при } (20) - (25), \quad (26)$$

где неизвестны P_{rk} , P_{li} , P_{yk} , а заданными являются P'_{rk} , P''_{rk} , P'_{li} , P''_{li} , P_{hk} и коэффициенты h_k , g_k , β_{ki} .

Сигналы управления v_k , вычисленные в результате решения этой задачи, должны пройти через корректирующие фильтры, которые выбираются из соображений обеспечения необходимого качества динамического процесса регулирования.

Задача регулирования активной мощности энергосистемы может быть сформулирована как вариационная [8]. При этом функции, распределенные между регулятором и корректирующими фильтрами, в целом возлагаются на регулятор. В такой постановке регулятор непосредственно вычисляет производные \dot{P}_{rk} по времени t , минимизируя интегральный показатель качества вида

$$F = \int_{t_0}^t \sum_{k=1}^n (h_k \dot{P}_{rk}^2 + g_k (P_{rk} - P_{rk}^n)^2) dt, \quad (27)$$

где t_0 и t — начальный и текущий моменты времени.

Показатель F имеет тот же смысл, что и показатель J в предыдущей постановке, но в отличие от последнего оценивает качество регулирования на длительном интервале времени, а не в отдельной точке.

Вологодская областная научная библиотека

Итак, в данной постановке задача регулирования является вариационной задачей вида

$$F = \min \text{ при } (21) - (25), (27), \quad (28)$$

где неизвестны \dot{P}_{rk} , P_{li} , P_{yk} , а заданными являются P_{rk} , P'_{rk} , P''_{rk} , P'_{li} , P''_{li} , P_{hk} и коэффициенты h_k , g_k , β_{ki} .

В энергосистеме с кольцевыми связями уравнение (22) неоднозначно определяет P_{li} через P_{yk} . Поэтому для таких энергосистем условия задачи регулирования должны быть дополнены уравнением, определяющим P_{li} через другие параметры энергосистемы. Соответствующие постановки и реализующие их модели предполагается рассмотреть в следующей публикации.

Электрические цепи в контуре автоматического регулирования. Рассмотрим электрическую цепь, являющуюся физической моделью конфигурации энергосистемы и содержащую имитаторы узла (ИМУ) и имитаторы линий электропередачи (ИЛЭ). Количество ИМУ и ИЛЭ определяется количеством узлов и линий электропередачи энергосистемы, а их соединения между собой аналогичны соединениям концов имитируемых линий электропередачи с имитируемыми узлами энергосистемы; каждая линия электропередачи имитируется одним ИЛЭ с двумя выводами, а каждый узел — одним ИМУ с двумя выводами, первый из которых присоединен к соответствующим выводам ИЛЭ, а второй — к общейшине.

Обозначим: I_{yk} — ток k -го ИМУ; I_{li} — ток i -го ИЛЭ.

Из описания схемы следует:

$$\sum_{k=1}^n I_{yk} = 0; \quad (29)$$

$$I_{yk} = \sum_{i=1}^l \beta_{ki} I_{li}, \quad (30)$$

где β_{ki} — коэффициенты, входящие в формулу (22).

Схемы ИМУ и ИЛЭ зависят от математической формулировки задачи регулирования.

Рассмотрим вначале задачу (26) и соответствующие ей схемы ИМУ на рис. 1 и ИЛЭ на рис. 2, где обозначено: ИТУН — источник тока, управляемый напряжением; ОТ — ограничитель тока; УС — усилитель с малым входным сопротивлением; r_k , R_k — сопротивления резисторов; I_{ck} — ток, протекающий через усилитель $УС_k$; I_{Rk} — ток, протекающий через резистор R_k ; I_{ok} — ток, протекающий через OT_k , входящий в состав ИМУ; I_{rk} , I_{nk} , I_{hk} — токи источников тока соответственно ИТУН, ИТУН', ИТУН".

В этой цепи соблюдается, естественно, первый закон Кирхгофа, т. е. выполняются условия (29), (30) и

$$I_{rk} = I_{nk} = I_{hk}; \quad (31)$$

$$I_{ok} = I_{rk} + I_{ck}; \quad (32)$$

$$I_{ok} = I_{nk} + I_{Rk}. \quad (33)$$

Рассмотрим теперь ограничитель тока [1] (см. рис. 3), где i — ток, протекающий через ограничитель тока в целом; i_1, i_2 — токи источников тока соответственно $ИТУН_1$ и $ИТУН_2$; d_1, d_2 — токи, протекающие соответственно через диоды D_1 и D_2 .

Очевидно, что $i = i_1 + d_1$; $i = i_2 - d_2$; $d_1 \geq 0$; $d_2 \geq 0$.

Отсюда следует, что

$$i_1 \leq i \leq i_2. \quad (34)$$

Для ограничителей тока OT_k и OT_i обозначим токи i, i_1, i_2 соответственно через I_{ok}, I_{ok}, I'_{ok} и $I_{li}, I'_{li}, I''_{li}$. Тогда из (34) получим:

$$I'_{ok} \leq I_{ok} \leq I''_{ok}; \quad (35)$$

$$I'_{li} \leq I_{li} \leq I''_{li}. \quad (36)$$

В рассматриваемой электрической цепи тепловые потери

$$Q = \sum_{k=1}^n (r_k I_{ck}^2 + R_k (I_{ok} - I_{nk})^2). \quad (37)$$

Как следует из (13), данная электрическая цепь решает задачу квадратичного программирования вида

$$Q = \min \text{ при } (29) - (32), (35), (36), (37). \quad (38)$$

В этой задаче известны токи $I'_{ok}, I''_{ok}, I'_{li}, I''_{li}, I_{rk}, I_{nk}, I_{hk}$. В результате ее решения (т. е. по окончании переходного процесса) становятся известными токи $I_{ok}, I_{yk}, I_{li}, I_{Rk}, I_{ck}$. Последние могут быть измерены усилителями YC_k . Входное сопротивление этих усилителей мало и поэтому не влияет на распределение токов, а напряжение на их выходе

$$v_k = \alpha I_{ck}, \quad (39)$$

где α — постоянная величина.

Система автоматического регулирования, включающая данную электрическую цепь, показана на рис. 4, где обозначено:

$ЭС$ — энергосистема; $ТИ$ — блок телемеханических величин P_{rk}^*, P_{hk} ; $ЭЦ$ — электрическая цепь; $БУ$ — блок задатчиков установок $P'_{li}, P''_{li}, P'_{rk}, P''_{rk}$; $БП$ — блок задатчиков плановых значений P^n_{rk} ; $КФ$ — блок корректирующих фильтров; $КП$ — канал передачи управлений.

Выходы блоков $ТИ$, $БУ$ и $БП$ соединены с управляющими входами ИМУ и ИЛЭ таким образом, что величины $P_{rk}^*, P_{hk}, P^n_{rk}$ поступают на входы источников тока соответственно $ИТУН_k$, $ИТУН'_k$, $ИТУН''_k$; величины P'_{rk}, P''_{rk} поступают на входы источников тока $ИТУН_1$ и $ИТУН_2$, входящих в состав ограничителя OT_k , а величины P'_{li}, P''_{li} поступают на входы источников тока

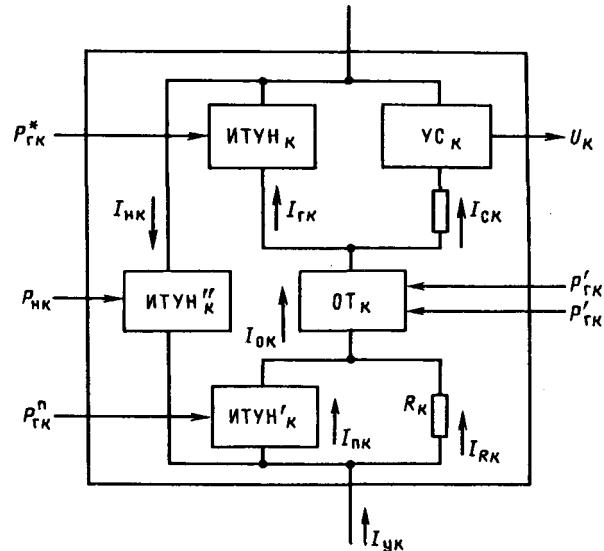


Рис. 1

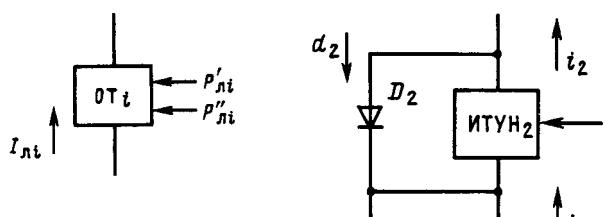


Рис. 2

Рис. 3

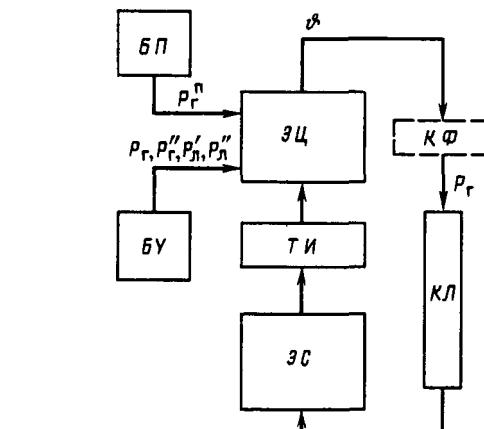


Рис. 4

$ИТУН_1$ и $ИТУН_2$, входящих в состав ограничителя OT_k . Коэффициенты усиления этих источников тока выбираются таким образом, что

$$P = \alpha I, \quad (40)$$

где

$$I = (I_r, I_H, I_n, I'_o, I''_o, I'_L, I''_L); \quad (41)$$

$$P = (P_r^*, P_n, P_r^n, P'_r, P''_r, P'_L, P''_L). \quad (42)$$

Кроме того, сопротивления выбираются таким образом, что

$$r_k = h_k \alpha^2; \quad (43)$$

$$R_k = g_k \alpha^2. \quad (44)$$

Сопоставляя задачи (26) и (38) с учетом соотношений (39), (40), (43), (44), легко заметить их эквивалентность. Следовательно, электрическая цепь в данной системе может быть использована для решения задачи регулирования (26) путем вычисления тока

$$I' = (I_C, I_L, I_y, I_o), \quad (45)$$

связанных с искомыми мощностями

$$P' = (v, P_n, P_y, P_r) \quad (46)$$

соотношением

$$P' = \alpha I'. \quad (47)$$

Сигналы управления v_k поступают через КФ и КП в ЭС. В результате этого меняются текущие значения генерирующих мощностей. После следующего цикла измерения новые значения P_{rk}^* и P_{nk} вновь подаются на управляющие входы электрической цепи, образуя замкнутый контур системы регулирования.

Рассмотрим теперь ИМУ и ИЛЭ, соответствующие задаче (32). Схема ИЛЭ для этой задачи совпадает с той, которая приведена на рис. 2, а схема ИМУ отличается от той, которая приведена на рис. 1, лишь тем, что содержит вместо резистора r_k индуктивность L_k . Очевидно, в данной электрической цепи по-прежнему выполняются условия (29)–(33), (35), (36). Напряжение на индуктивности

$$e_k = -L_k \dot{I}_{ck}. \quad (48)$$

Система автоматического регулирования, содержащая эту электрическую цепь, отличается от приведенной на рис. 4 отсутствием корректирующих фильтров, однако функционирует аналогично предыдущей. На ее управляющие входы подаются величины (47), возбуждающие токи (41) в соответствии с (40), а вычисляются токи I_{ck} , связанные с искомыми сигналами управления соотношением

$$v_k = -\alpha I_{ck}. \quad (49)$$

Эти управление поступают через КП в ЭС для изменения мощности P_{rk}^* . Эти мощности за время τ (период телеизмерения и выдачи управляющих воздействий), изменяются на величину v_k , т. е.

$$P_{rk}^*(t + \tau) = P_{rk}^*(t) + v_k(t) \quad (50)$$

Сравнивая (45)–(50), получаем

$$I_{rk}(t + \tau) = I_{rk}(t) - I_{ck}(t).$$

Отсюда из (32) получаем:

$$I_{ok}(t + \tau) - I_{ok}(t) = I_{ck}(t + \tau) - 2I_{ck}(t). \quad (51a)$$

Значения токов в рассматриваемой электрической цепи устанавливаются и измеряются в дискретные моменты времени. Будем полагать, что эти значения принадлежат непрерывным функциям от времени и обозначим:

$$I_{ok}(t) = [I_{ok}(t + \tau) - I_{ok}(t)] / \tau; \quad (51b)$$

$$I_{ck}(t) = [I_{ck}(t + \tau) - I_{ck}(t)] / \tau. \quad (51c)$$

Совмешая три последних выражения, получаем

$$\tau \dot{I}_{ok}(t) = \tau \dot{I}_{ck}(t) - I_{ck}(t). \quad (51d)$$

Ток, протекающий через индуктивность L_k , изменяется в интервале

$$t \leq \theta < t + \tau \quad (51d)$$

по закону

$$I_{ck}(\theta) = I_{ck}(t) \exp [-(\theta - t) / \Delta_k], \quad (51e)$$

где Δ_k — некоторая постоянная, определяемая параметрами электрической цепи. Отсюда из (51b) следует:

$$\tau \dot{I}_{ck}(t) = I_{ck}(t) [\exp(-\tau / \Delta_k) - 1]. \quad (51f)$$

При

$$\exp(-\tau / \Delta_k) = 0 \quad (51g)$$

из (51f) следует, что

$$\tau I_{ck}(t) - I_{ck}(t) = -2I_{ck}(t). \quad (51h)$$

Из (51d) и (51h) получаем:

$$I_{ok}(t) = -\frac{2}{\tau} I_{ck}(t). \quad (52)$$

Напряжения на индуктивности L_k и на источнике тока $ITUH_k$ совпадают, так как входным сопротивлением усилителя YC_k можно пренебречь. Отсюда из (48) и (52) следует, что напряжение и ток источника тока $ITUH_k$ связаны соотношением

$$e_k = S_k \dot{I}_{ok}, \quad (53)$$

где

$$S_k = L_k \tau / 2. \quad (54)$$

Таким образом, часть ИМУ, состоящая из элементов $ITUH_k$, YC_k , L_k , соединенных с k -м узлом энергосистемы цепями обратной связи, описывается уравнением (53), т. е. играет роль супериндуктивности — см. (14).

Итак, ИМУ можно считать состоящим из источников тока $ITUH'_k$, $ITUH''_k$, ограничителя тока OT_k , резистора R_k и супериндуктивности S_k . В свою очередь, ограничители OT_k и OT_i состоят из диодов и источников тока. Следовательно, и электрическая цепь в целом содержит только перечисленные элементы.

Функционал (18) для этой цепи имеет вид

$$\Phi = \int_0^t \sum_{k=1}^n (S_k \dot{I}_{ok}^2 + R_k (I_{ok} - I_{nk})^2) dt. \quad (55)$$

Как следует из (19), данная электрическая цепь может быть использована для решения вариационной задачи вида

$\Phi = \min$ при (29) — (31), (35), (36), (55). (56)

Пусть

$$L_k = 2\alpha^2 h_k / \tau. \quad (57)$$

Тогда из (54) и (57) получим

$$S_k = h_k \alpha^2. \quad (58)$$

Принимая далее, что управляющие воздействия v_k реализуются равномерно за время τ , получаем

$$\dot{P}_{rk} = v_k / \tau \quad (59)$$

или, учитывая (47) и (58),

$$\dot{P}_{rk} \approx \alpha \dot{I}_{ok}. \quad (60)$$

Сопоставляя задачи (28) и (56) с учетом соотношений (40), (44), (49), (58), (60), легко заметить эквивалентность этих задач. Следовательно, электрическая цепь в данной системе может быть использована для решения задачи регулирования (28) путем вычисления токов

$$I'' = (I_C, I_L, I_y, I_o, \dot{I}_o),$$

связанных с искомыми мощностями

$$P'' = (-v, P_L, P_y, P_r, \dot{P}_r)$$

соотношением

$$P'' = \alpha I''.$$

Для оценки величины Δ_k с целью проверки допущения (51з) заметим, что для токов, из-

меняющихся в интервале (51д), электрическая цепь устройства представляет собой n соединенных параллельно ветвей, содержащих последовательно соединенные элементы R_k и L_k . При $n \gg 1$ можно считать, что каждая ветвь закорочена и ее постоянная времени

$$\Delta_k = L_k / R_k.$$

Из (44) и (57) получаем

$$\tau / \Delta_k = -\tau^2 g_k / 2h_k.$$

В частности, при $g_k = h_k$ и $\tau = 5$ из этого соотношения следует (51з).

Итак, рассмотренные электрические цепи в контуре автоматического регулирования активной мощности энергосистемы могут использоваться для решения оптимизационных задач в отсутствие каких-либо вычислительных элементов [6—8].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денис Дж. Б. Математическое программирование и электрические цепи.— М.: ИЛ, 1961.
2. Разумихин Б. С. Физические модели и методы теории равновесия в программировании и экономике.— М.: Наука, 1975.
3. Аников В. В., Витенберг И. М. Электрическое моделирование задач сетевого планирования и управления.— М.: Энергия, 1973.
4. Цлаф Л. Я. Вариационное исчисление и интегральные уравнения.— М.: Наука, 1966.
5. Хмельник С. И. Метод расчета коэффициентов распределения при цифровом регулировании частоты и перетоков.— М.: Энергия, 1976.—/ Тр. Энергосетьпроект, вып. 8.
6. А. с. 1164822 (СССР). Устройство автоматического регулирования перетоков активной мощности в энергосистеме / С. И. Хмельник. Опубл. в Б. И., 1985, № 24.
7. А. с. 1257744 (СССР). Устройство автоматического регулирования перетоков активной мощности в энергосистеме / С. И. Хмельник. Опубл. в Б. И., 1986, № 34.
8. А. с. 1354335 (СССР). Устройство автоматического регулирования перетоков активной мощности в энергосистеме / С. И. Хмельник. Опубл. в Б. И., 1987, № 43.

[31.03.88]

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Пути повышения вычислительной эффективности расчетов переходных процессов сложных электроэнергетических систем

СТРОЕВ В. А., УНГЕР А. П., ШАРОВ Ю. В.

Постановка задачи. Развитие современных ЭЭС характеризуется как увеличением структурной сложности систем, так и возрастанием напряженности нормальных режимов их работы. Последнее повышает опасность каскадного развития аварий и требует применения эффективных средств регулирования и противоаварийного

Вологодская областная научная библиотека

управления для обеспечения устойчивости работы ЭЭС.

В настоящее время оснащенность ЭЭС системами автоматического регулирования и управления такова, что действие этих систем значительно сказывается на характере и основных показателях переходных процессов [1]. В связи

с этим расчеты переходных процессов в ЭЭС должны выполняться с адекватным учетом действия этих систем. Причем в связи с внедрением новых управляемых элементов ЭЭС, таких как статические тиристорные компенсаторы (СТК), вставки и передачи постоянного тока, накопители электроэнергии и т. п. программы расчета электромеханических переходных процессов должны строиться таким образом, чтобы допускать простой учет как существующих управляемых элементов ЭЭС, так и возможных перспективных решений. При этом важно обеспечивать быстродействие и вычислительную надежность этих программ. Разработка одного из способов алгоритмической реализации решения данной задачи при условии выполнения указанных требований посвящена данная статья.

Общая структура алгоритма расчета переходных процессов в ЭЭС. При расчете электромеханических переходных процессов в ЭЭС общепринятым допущением является неучет электромагнитных переходных процессов в статических элементах — статорных цепях синхронных машин, элементах электрической сети и статических нагрузок [2].

С учетом этих допущений переходные процессы описываются двумя системами уравнений:

дифференциальными уравнениями переходных процессов в динамических элементах ЭЭС (синхронные и асинхронные машины, СТК и т. д.):

$$\frac{dx}{dt} = f(x, y, t); \quad (1)$$

алгебраическими уравнениями баланса токов в узлах электрической сети

$$\phi(x, y, t) = 0. \quad (2)$$

Здесь x — вектор переменных состояния динамических элементов ЭЭС; y — вектор компонент узловых напряжений в выбранной системе координат; f , ϕ — нелинейные вектор-функции.

Для решения (1), (2) целесообразно использовать неявные методы, характеризующиеся численной устойчивостью решения и более высокой точностью, позволяющей увеличивать шаг интегрирования по сравнению с явными методами, сокращая тем самым время расчета [3]. При этом представляется целесообразным использовать простейший неявный метод — метод трапеций, который, в отличие от методов более высокого порядка, является самонастраивающимся. В соответствии с этим методом значения переменных x_{n+1} и y_{n+1} в момент времени $t_{n+1} = t_n + h$ (где h — шаг интегрирования) определяются по значениям переменных состояния x_n в момент времени t_n ($n = 0, 1, 2, \dots$) решением системы уравнений

$$x_{n+1} - x_n - \frac{h}{2} [f(x_{n+1}, y_{n+1}, t_{n+1}) + \\ + f(x_n, y_n, t_n)] = 0; \quad (3)$$

$$\phi(x_{n+1}, y_{n+1}, t_{n+1}) = 0, \quad (4)$$

которое может быть выполнено методом Ньютона.

При фиксированных значениях переменных x_{n+1} система уравнений (4) соответствует уравнениям установившегося режима ЭЭС для заданных узловых токов или мощностей. Следовательно, при решении (3), (4) методом Ньютона можно максимально использовать информационную базу, алгоритмические и программные разработки расчетов установившихся режимов, включая эффективные схемы учета слабой заполненности матрицы узловых проводимостей.

Порядок системы уравнений (4) равен удвоенному числу узлов расчетной схемы ЭЭС. Порядок системы уравнений (3) зависит от детальности учета динамических свойств регулируемых элементов ЭЭС и может достигать больших значений. Кроме того, детализация математического описания динамических элементов ЭЭС (например, учет демпферных контуров и АРВ синхронных генераторов) приводит, как правило, к увеличению жесткости системы дифференциальных уравнений (определенной диапазоном значений постоянных времени), что требует уменьшения шага интегрирования и приводит тем самым к снижению вычислительной эффективности расчетов.

Как известно [2], рациональным способом учета систем автоматического регулирования динамических элементов ЭЭС в расчетах переходных процессов является расчет реакции этих систем на входные сигналы с помощью интеграла свертки. При таком подходе уравнения систем регулирования исключаются из системы (1), что позволяет значительно снизить как порядок этой системы, так и ее жесткость. Получение рекуррентных формул расчета реакций линейных динамических звеньев с помощью интеграла свертки не только для ступенчатой, но и для кусочно-линейной и кусочно-квадратичной аппроксимации входного сигнала на шаге интегрирования [4] позволило обеспечить требуемую точность вычислений при шаге дискретизации, значительно превышающем постоянные времена звеньев, а обобщение этих результатов на переменный шаг по времени [5] позволяет применять этот подход при любых схемах численного интегрирования.

Таким образом, алгоритм расчета электромеханических переходных процессов в ЭЭС содержит следующие основные моменты:

численное интегрирование дифференциальных уравнений методом трапеций при решении системы нелинейных уравнений на шаге интегрирования методом Ньютона;

применение интеграла свертки для снижения порядка и жесткости системы дифференциальных уравнений.

Конкретное содержание алгоритма будет рассмотрено ниже на примере ЭЭС, динамическими

элементами которой являются синхронные генераторы, а нагрузки представлены статическими характеристиками мощности по напряжению. Как будет видно из дальнейшего, введение других динамических элементов в ЭЭС не приведет к принципиальным изменениям структуры алгоритма.

Математическая модель синхронного генератора. Электромеханические переходные процессы в синхронном генераторе с двумя эквивалентными демпферными контурами на роторе могут быть записаны в виде [6]:

$$\frac{d\delta}{dt} = s; \quad (5)$$

$$\frac{ds}{dt} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{T_p} [P_t - E_q'' i_q - E_d'' i_d - i_d i_q (x_d'' - x_q'')]; \quad (6)$$

$$T_{d0} \frac{dE_q'}{dt} = E_{qe} - E_q' + i_d (x_d - x_d') + [E_q'' - E_q' - i_d (x_d' - x_d'')] k_2; \quad (7)$$

$$T_{d0}'' \frac{dE_q'}{dt} = [E_{qe} - E_q' + i_d (x_d - x_d')] k_1 + [E_q' - E_q'' + i_d (x_d' - x_d'')] k_3; \quad (8)$$

$$T_{q0}'' \frac{dE_d''}{dt} = -E_d'' - i_q (x_q - x_d''); \quad (9)$$

где $k_1 = \frac{x_{ad} - (x_d - x_d')}{x_{ad} - (x_d - x_d')} \cdot \frac{T_{d0}''}{T_{d0}}$; $k_2 = \frac{x_d - x_d'}{x_{ad} - (x_d - x_d')}$; $k_3 = 1 - k_1 k_2$; остальные обозначения — общепринятые.

Система дифференциальных уравнений (5)–(9) имеет пятый порядок и является жесткой (T_{d0} превышает T_{d0}'' и T_{q0}'' в сто и более раз). Учет динамических свойств системы возбуждения и АРВ, а также первичного двигателя и его системы регулирования может привести к значительному увеличению как порядка, так и жесткости системы дифференциальных уравнений переходных процессов в генераторе, что в результате приведет к существенному увеличению времени расчета.

Как отмечалось выше, преодолеть эти трудности можно, определяя выходные сигналы систем регулирования с помощью интеграла свертки. Таким образом можно учесть и эффект демпферных обмоток, исключая уравнения (8) и (9) из системы, что понизит ее порядок до трех и существенно уменьшит жесткость, позволяя использовать большие значения шага интегрирования.

Рассмотрим существо этих преобразований на примере уравнения (9). Пусть известны значения переменных в момент времени t_n , требуется найти значение E_d'' в момент времени $t > t_n$. Воспользовавшись уравнениями цепи статора

$$E_d'' - x_q'' i_q = u_d; \quad (10)$$

$$E_q'' + x_d'' i_d = u_q, \quad (11)$$

исключим из (9) i_q и получим это уравнение

в виде, удобном для сопряжения с узловыми уравнениями сети:

$$T_q'' \frac{dE_d''}{dt} + E_d'' = \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) u_d.$$

Запишем это уравнение в отклонениях переменных от их значений в момент времени t_n , т. е. введем $\Delta E_d'' = E_d'' - E_d''_{dn}$ и $\Delta u_d = u_d - u_{dn}$:

$$T_q'' \frac{d\Delta E_d''}{dt} + \Delta E_d'' = \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) \Delta u_d - E_d''_{dn} + \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) u_{dn}.$$

Перейдя к изображениям по Карсону, получим:

$$\Delta E_d''(p) = \frac{1 - x_q''/x_d''}{1 + p T_q''} \Delta u_d(p) - \frac{E_d''_{dn} - (1 - x_q''/x_d'') u_{dn}}{1 + p T_q''}.$$

Определим оригинал $\Delta E_d''$ в предположении линейного изменения Δu_d во времени. Как показано в [4], такая аппроксимация значительно предпочтительнее общепринятой ступенчатой, поскольку погрешность ее в основном определяется точностью воспроизведения входного сигнала и в гораздо меньшей степени зависит от постоянной времени звена. Воспользовавшись расчетной формулой для апериодического звена из [4], получим:

$$\Delta E_d'' = \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) \left[1 - \frac{T_q''}{t - t_n} \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}\right) \right] \Delta u_d - [E_d''_{dn} - \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) u_{dn}] \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}\right).$$

Или после преобразований:

$$E_d'' = E_{dne}'' e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}} + \left(1 - \frac{x_q''}{x_d''}\right) \left[(u_d - u_{dn} e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}) - \frac{T_q''}{t - t_n} \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}\right) (u_d - u_{dn}) \right]. \quad (12)$$

Аналогично из уравнений (7), (8) с учетом (11) можно получить:

$$E_q'' = E_{qn}'' e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}} + \left(1 - \frac{x_d''}{x_q''}\right) [(u_q - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}} u_{qn}) - \frac{T_d''}{t - t_n} \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}\right) (u_q - u_{qn})] + \frac{x_d''}{x_q''} [(E_q' - E_{qn}') - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}} E_{qn}'] - \frac{T_d''}{t - t_n} \left(1 - e^{-\frac{t-t_n}{T_q''}}\right) (E_q' - E_{qn}'), \quad (13)$$

$$\text{где } k = \frac{x_d - x_{ad}}{x_{ad} - (x_d - x_d')} \left(1 - \frac{x_d''}{x_q''}\right).$$

Исключив из уравнений (6) и (7) перемен-

ные i_d и i_q с помощью (10), (11) и подставив в эти уравнения выражения для E''_q и E''_d согласно (12) и (13) соответственно, получим описание электромеханических переходных процессов в синхронном генераторе в виде нежесткой системы трех дифференциальных уравнений

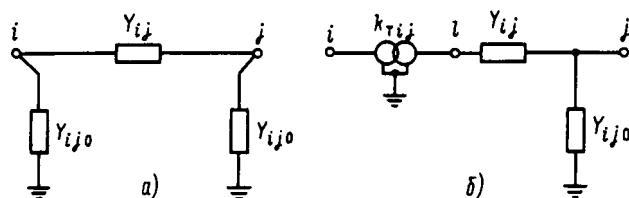
$$\begin{aligned} \frac{d\delta}{dt} &= s; \\ \frac{ds}{dt} &= \frac{\omega_{\text{ном}}}{T_J} [P_{\text{т}} - P_{\text{эл}}(E'_q, u_q, u_d, E'_{qn}, E''_{qn}, E''_{dn}, u_{qn}, u_{dn}, t)]; \\ \frac{dE'_q}{dt} &= \frac{1}{T_{d0}} [E_{qe} - E(E'_q, u_q, E'_{qn}, E''_{qn}, u_{qn}, t)], \end{aligned} \quad (14)$$

интегрирование которой известными методами не составляет труда. В частности, при постоянном шаге интегрирования h уравнения (12) и (13) будут линейными с постоянными коэффициентами.

Данный подход позволяет без изменения структуры (14) учесть динамические свойства турбины и системы возбуждения и соответствующие автоматические регуляторы практически произвольной структуры. Для этого следует рассматривать $P_{\text{т}}$ и E_{qe} как реакции динамических элементов на входные сигналы, вычисляемые по известным [4] аппроксимациям интеграла свертки.

Математическая модель сети. Состояние электрической сети опишем наиболее просто формируемыми узловыми уравнениями в форме баланса токов в декартовой системе координат. При такой форме записи напряжение и ток в узле i представляются в виде: $\dot{U}_i = U'_i + jU''_i$ и $\dot{I}_i = I'_i + jI''_i$. С каждым узлом сети в общем случае могут быть связаны линии электропередачи, трансформаторы, элементы поперечного включения (представляемые шунтом постоянной проводимости $Y_{\text{ши}} = g_{\text{ши}} - jb_{\text{ши}}$), нагрузка и генератор. Представляя линию П-образной схемой замещения (рисунок, а), а трансформатор — Г-образной схемой (рисунок, б), получим уравнения баланса токов в узлах в виде:

$$\begin{aligned} U'_i \left[\sum_j (c_{ij}g_{ij} + f_{ij}g_{ij0}) + g_{\text{ши}} \right] + U''_i \left[\sum_j (c_{ij}b_{ij} + f_{ij}b_{ij0}) + b_{\text{ши}} \right] - \sum_j (k_{ij}g_{ij} + d_{ij}g_{ij0})U'_j - \\ - \sum_j (k_{ij}b_{ij} - d_{ij}g_{ij})U''_j + I'_{ni} - I''_{ri} = 0; \end{aligned} \quad (15)$$



Расчетные схемы линий электропередачи (а) и трансформатора (б); $Y_{ij} = g_{ij} - jb_{ij}$; $Y_{ij0} = g_{ij0} - jb_{ij0}$; $k_{ij} = k'_{ij} + jb''_{ij} = \dot{U}_i / \dot{U}_j$

$$\begin{aligned} - U'_i \left[\sum_j (c_{ij}b_{ij} + f_{ij}b_{ij0}) + b_{\text{ши}} \right] + U''_i \left[\sum_j (c_{ij}g_{ij} + f_{ij}g_{ij0}) + g_{\text{ши}} \right] + \sum_j (k_{ij}b_{ij} - d_{ij}g_{ij})U'_j - \\ - \sum_j (k_{ij}g_{ij} + d_{ij}b_{ij})U''_j + I'_{ni} - I''_{ri} = 0, \end{aligned} \quad (16)$$

где I'_{ni} , I''_{ni} , I'_{ri} , I''_{ri} — соответственно составляющие тока нагрузки и генератора; c_{ij} , f_{ij} , k_{ij} , d_{ij} — коэффициенты, зависящие от типа элемента сети и определяемые в соответствии с таблицей.

Элемент	c_{ij}	f_{ij}	k_{ij}	d_{ij}
ЛЭП	1	1	1	0
Трансформатор по схеме на рисунке, б	1	1	k'_{rij}	k''_{rij}
Трансформатор по схеме, обратной рисунку, б	k^2_{rij}	0	k'_{rij}	k''_{rij}

Поскольку нагрузки задаются обычно статическими характеристиками мощности по напряжению, то составляющие токов нагрузки в (15) и (16) следует представить в виде:

$$I'_{ni} = \frac{P_{ni}U'_i + Q_{ni}U''_i}{U_i^2}; \quad I''_{ni} = \frac{P_{ni}U''_i - Q_{ni}U'_i}{U_i^2}. \quad (17)$$

Аналогично можно определить составляющие тока генератора в этих уравнениях на основе соотношений (10), (11) и с учетом:

$$I'_{ri} = i_{qi} \cos \delta_i - i_{di} \sin \delta_i;$$

$$I''_{ri} = i_{di} \cos \delta_i + i_{qi} \sin \delta_i; \quad (18)$$

$$u_{qi} = U'_i \cos \delta_i + U''_i \sin \delta_i;$$

$$u_{di} = U''_i \cos \delta_i - U'_i \sin \delta_i. \quad (19)$$

В результате получим:

$$\begin{aligned} I'_{ri} &= I'_{ri}(E''_{di}, E''_{qi}, U'_i, U''_i, \delta_i); \\ I''_{ri} &= I''_{ri}(E''_{di}, E''_{qi}, U'_i, U''_i, \delta_i). \end{aligned} \quad (20)$$

Узловые уравнения (15), (16) с учетом (17), (20) и уравнений переходных процессов в генераторах (12) — (14) образуют замкнутую систему уравнений, описывающую электромеханические переходные процессы в ЭЭС.

Алгоритм расчета переходного процесса в ЭЭС. В соответствии с принятой вычислительной схемой на шаге интегрирования методом трапеций одновременно решаются дифференциальные уравнения генераторов (14) и нелинейные алгебраические уравнения сети (15) и (16). Применив формулу трапеций (3) к уравнениям (14), получим для каждого генератора:

$$\delta_{(n+1)} - \delta_{(n)} - \frac{h}{2} (s_{(n+1)} + s_{(n)}) = 0;$$

$$\begin{aligned} S_{(n+1)} - S_{(n)} - \frac{h\omega_{\text{ном}}}{2T_f} (P_{\tau(n+1)} + P_{\tau(n)} - P_{\text{эл}(n+1)} - \\ - P_{\text{эл}(n)}) = 0; \\ E'_{q(n+1)} - E'_{q(n)} - \frac{h}{2T_{d0}} (E_{qe(n+1)} + E_{qe(n)} - E_{(n+1)} - \\ - E_{(n)}) = 0, \end{aligned}$$

где индексы в скобках при переменных отвечают началу ($t=t_n$) и концу ($t=t_{n+1}=t_n+h$) шага интегрирования.

Для определения искомых переменных (для $t=t_{n+1}$) целесообразно исключить $S_{(n+1)}$ с помощью первого уравнения приведенной выше системы. Тогда получим:

$$\left. \begin{aligned} \alpha\delta_{(n+1)} - P_{\tau(n+1)} + P_{\text{эл}(n+1)} - F_{1(n)} = 0; \\ \beta E'_{q(n+1)} - E_{qe(n+1)} + E_{(n+1)} - F_{2(n)} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где $\alpha = 4T_f/(h^2\omega_{\text{ном}})$; $\beta = 2T_{d0}/h$; $F_{1(n)} = \alpha(\delta_{(n)} + hs_{(n)}) + P_{\tau(n)} - P_{\text{эл}(n)}$; $F_{2(n)} = \beta E'_{q(n)} + E_{qe(n)} - E_{(n)}$.

Полученные алгебраические уравнения (21) для генераторов совместно с уравнениями сети (15) и (16) решаются методом Ньютона. Тогда для каждого генератора с учетом (19) итерационные формулы будут иметь вид¹:

$$\begin{aligned} \left(\alpha + \frac{\partial P_{\text{зл}}}{\partial \delta} \right) \Delta \delta^{(k+1)} + \frac{\partial P_{\text{зл}}}{\partial E'_q} \Delta E'_{q(n+1)} + \frac{\partial P_m}{\partial U'} \Delta U'^{(k+1)} + \\ + \frac{\partial P_{\text{зл}}}{\partial U''} \Delta U''^{(k+1)} = F_{1(n)} + P_{\tau(n+1)}^{(k)} - P_{\text{эл}(n+1)}^{(k)} - \alpha \delta_{(n+1)}^{(k)}; \\ \frac{\partial E}{\partial \delta} \Delta \delta^{(k+1)} + \left(\beta + \frac{\partial E}{\partial E'_q} \right) \Delta E'_{q(n+1)} + \frac{\partial E}{\partial U'} \Delta U'^{(k+1)} + \\ + \frac{\partial E}{\partial U''} \Delta U''^{(k+1)} = F_{2(n)} + E_{qe(n+1)}^{(k)} - E_{(n+1)}^{(k)} - \beta E'_{q(n+1)}, \end{aligned}$$

где k — номер итерации.

Данные уравнения для каждого генератора i целесообразно не решать одновременно с соответствующими уравнениями для сети (получаемыми применением итерационной формулы Ньютона к (15) и (16)), а определить из них

$$\begin{aligned} \Delta \delta_i^{(k+1)} &= f_{\delta i}(\Delta U_i^{(k+1)}, \Delta U_i''^{(k+1)}); \\ \Delta E'_{qi}^{(k+1)} &= f_{Ei}(\Delta U_i^{(k+1)}, \Delta U_i''^{(k+1)}) \end{aligned}$$

и подставить в линеаризованные выражения (20) уравнения (15) и (16).

¹ Здесь и далее предполагается $P_{\tau}=\text{const}$ и $E_{qe}=\text{const}$; учет действия АРВ и АРС усложняет расчетные формулы, но принципиальных изменений в алгоритм не вносит.

В результате структура уравнений итерационной формулы метода Ньютона для (15) и (16) будет такой же, как и при расчете установившегося режима. Изменятся лишь диагональные элементы блоков матрицы Якоби и элементы вектора небалансов для уравнений узлов, к которым подключены генераторы. Последнее позволяет использовать для расчета переходных процессов в ЭЭС модули программы расчета установившегося режима методом Ньютона.

Программная реализация алгоритма расчета. Описанный алгоритм был реализован в виде программы расчета для ЕС ЭВМ. Вычислительное ядро программы составила программа расчета потокораспределения, дополненная модулями формирования и решения уравнений переходных процессов в генераторах. Программа построена по модульному принципу и позволяет просто вводить дополнительные статические и динамические элементы ЭЭС, не предусмотренные в исходной версии. Возможности программы по размеру задач практически такие же, как и программ расчета потокораспределения. Исходная версия, составленная для ЭВМ ЕС-1036, позволяет рассчитывать переходные процессы в ЭЭС, содержащих до 300 узлов и 400 ветвей, 50 синхронных машин.

Расчеты для конкретных ЭЭС показали устойчивую работу алгоритма. Рассматривались две тестовые схемы: «станция — шины бесконечной мощности» и схема сложной ЭЭС, содержащая 21 узел, 26 ветвей, 7 генераторов. Исследовались переходные процессы при трехфазном к. з. длительностью 0,2 с в течение 3 с. Результаты следующие: для схемы «станция — шины бесконечной мощности» увеличение шага интегрирования от 0,01 до 0,05 с внесло погрешность в значение δ_i , не превышающую $1,6^\circ$, а увеличение до 0,1 с — менее 6° ; для сложной схемы при увеличении шага от 0,01 с до 0,05 с — погрешность $\delta_i=0,05^\circ$, увеличение шага до 0,1 с — $0,26^\circ$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Соловьев С. А. Режимы Единой энергосистемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Веников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. — М.: Высшая школа, 1985.
- Стотт Б. Расчеты переходных процессов в энергетической системе. — Труды ИИЭР, 1979, т. 67, № 2.
- Строев В. А., Николаева С. И. Об учете автоматических регуляторов в расчетах переходных процессов электроэнергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 3.
- Мантров М. А., Строев В. А., Шаров Ю. В. К вопросу об учете автоматических регуляторов в расчетах переходных процессов электроэнергетических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1988, № 3.
- Зуев Э. Н., Строев В. А. Математическое описание элементов электрической системы. — М.: МЭИ, 1983.

Применение радиотехнических средств для оценки используемых в грозозащите параметров разрядов молний¹

АДЖИЕВ А. Х., БОГАЧЕНКО Е. М.

Для строительства объектов народного хозяйства различного назначения, например воздушных линий электропередачи, требуется научно обоснованный выбор средств грозозащиты. При решении этой проблемы важно иметь достоверную информацию о таких характеристиках грозовой деятельности как амплитуда и крутизна фронта тока молний, число компонентов во вспышке молний и длительность интервалов между ними, соотношение молний, переносящих на землю заряды разных знаков, удельная поражаемость защищаемой территории молниями различных типов [1]. Поскольку вероятностные распределения параметров молний могут существенно отличаться по районам, имеющим различные физико-географические характеристики [2], необходимо получить данные для конкретной местности. Неучет этого обстоятельства приводит обычно к снижению или неоправданному завышению уровней надежности грозозащиты, а следовательно, к экономическим потерям. Несмотря на более высокие значения погрешности по сравнению с прямыми методами измерений, наиболее приемлемыми являются дистанционные радиотехнические методы, позволяющие за короткий срок собрать достаточное для статистического анализа количество экспериментальных материалов по параметрам молний.

Регистрируя у поверхности земли с помощью калиброванной антенны вертикальную составляющую напряженности электрического поля E_z , главноканальной стадии разряда молний и применяя модель обратного удара, наиболее полно отражающую физические процессы в канале, можно определять основные параметры тока молний. В [3] для предложенной модели главного разряда в виде линии без затухания, по которой с постоянной скоростью v распространяется волна тока i , показано, что радиационная составляющая E_z повторяет импульс тока в канале. При $D \gg H$ в случае $t < H/v + D/C$ получим

$$i(t) = -\frac{2\pi e_0 c^2 D E_z(D, t+D/c)}{v}, \quad (1)$$

где t — время; D — расстояние от наблюдателя до молний; H — высота канала молний; c — скорость света; e_0 — диэлектрическая проницаемость свободного пространства.

Расчеты, выполненные в [3], показали, что фронт импульса E_z соответствует фронту импульса тока для расстояний, превышающих 1 км. При этом было принято, что высота канала H

равна 4,8 км, скорость распространения волны тока v постоянна по всей длине канала и равна $8 \cdot 10^7$ м/с. Отсюда следует, что определение тока молний по формуле (1) справедливо в течение фронта импульса E_z .

Регистрация вертикальной составляющей напряженности электрического поля у поверхности земли производилась нами путем осциллографирования напряжения между землей и «открытой» изолированной антенной, нагруженной на измерительную схему. В качестве антенны применялся круглый металлический диск диаметром 50 см, установленный на высоте 0,5 м над заземленной проводящей плоскостью параллельно поверхности земли, т. е. вдоль эквипотенциальной линии. Относительная погрешность измерения, в основном определяемая утечками через входное сопротивление R регистрирующей аппаратуры, равна [1]

$$\Delta_e = \frac{t_p}{RC}, \quad (2)$$

где t_p — время регистрации; C — полная емкость измерительной системы.

В связи с тем, что емкость C , состоящая из емкости между антенной и заземленной плоскостью и емкости соединительного кабеля, равнялась 1450 пФ, а нагрузочное сопротивление — 0,8 МОм, постоянная система RC оказалась равной 1,16 мс, что позволило без искажений регистрировать импульсы длительностью 100—200 мкс, характерные для главноканальных стадий грозовых разрядов. Реакция системы на время нарастания (фронта) импульса, определяемая произведением сопротивления, согласующего антенну с соединительным кабелем (в данном случае 75 Ом), и емкости системы C , составила 0,1 мкс, что обеспечило регистрацию без искажения импульса с длительностью фронта 0,3 мкс и более.

Точность определения координат молний по дальности с помощью метрового и сантиметрового радиолокатора равнялась соответственно $\pm 2,5$ км и размеру радиоэха грозового очага [4]. Сигналы с измерительной антенны и выхода приемника радиолокатора подавались на осциллограф, с экрана которого осуществлялась фотoregistration информации. Погрешность измерений напряженности электрических полей, обусловленная погрешностями в системе калибровки и в расшифровке данных, не превышала 15 %.

Регистрация электромагнитного излучения разрядов молний осуществлялась в дециметровом диапазоне при помощи радиолокационной станции с диаграммой направленности в горизон-

¹ Статья публикуется в порядке обсуждения.

тальной плоскости антенной системы около 4° , что обеспечивало исследование разрядных явлений в отдельных облачных конвективных ячейках при наличии над районами исследований большого числа грозовых очагов. Для автоматизации процесса исследований коротких по длительности и случайных во времени разрядов молний нами был использован анализатор ЭМИ [5], подключаемый к выходу приемника радиолокатора и позволяющий измерять в непрерывном режиме работы следующие параметры: порядковый номер пакета импульсов и время его прихода, длительность пакета и число импульсов в нем. Погрешность измерения временных характеристик пакетов импульсов не превышала 1 мс. Анализатор работал в двух режимах. В первом режиме пакет импульсов считался единым, если интервал времени между последними импульсами в соседних сериях не превосходил 20 мс, во втором — 120 мс. Оба интервала времени были установлены на основании проведенных исследований. В первом случае один пакет отождествлялся с компонентом вспышки молнии, во втором случае — со всей вспышкой. Дополнительно адекватность ЭМИ молниям подтверждалась регистрацией отраженного радиолокационного сигнала от ионизированного канала молнии на частоте 160 МГц.

Для определения плотности разрядов молний в землю использовался $E-H$ грозопеленгатор — дальномер (ГПД) [6]. Координаты разрядов молний отображаются и запоминаются на экране индикатора ГПД в полярной системе координат, в которой направление на источник ЭМИ разряда определяется азимутальным углом с точностью не хуже $\pm 4^\circ$, дальность в масштабе 100 км — с максимальной погрешностью ± 3 км $\pm 15\%$ от измеряемого расстояния.

В течение 1983—1986 гг. на Северном Кавказе нами проводились исследования характеристик грозовой деятельности, используемых при проектировании молниезащиты и оценке ее эффективности. В [7] представлены данные по соотношению молний типа облако — земля и всех грозовых разрядов, среднегодовым числу дней с грозой и продолжительности гроз, корреляционным связям между удельной плотностью разрядов молний в землю и продолжительностью грозовой деятельности.

За весь период исследований были получены осцилограммы импульсов напряженности E_z электрического поля 289 наземных разрядов, произошедших на расстояниях 10—200 км от пункта регистрации. Максимальные зарегистрированные значения для разрядов, переносящих на землю отрицательны и положительный заряды, равны соответственно 70 В/м (расстояние до ионизированного канала 20 км) и 105 В/м (17 км).

По результатам исследований составлены ве-

роятностные распределения амплитуды E_{100} , приведенной к 100 км, и длительности τ_ϕ фронта импульса напряженности поля разрядов молнии для расстояний 10—20, 21—40, 41—80 и 150—200 км.

Из анализа распределений выяснилось, что если в интервале расстояний 10—80 км значения параметров распределений τ_ϕ и E_{100} , построенных для различных градаций, практически одинаковы, то с увеличением расстояния до 150—200 км увеличивается среднее значение E_{100} .

В основном такой эффект связан с нижним пределом регистрации при различных дальностях до места разряда молнии, так как часть амплитуд импульсов напряженности электрического поля оказывается ниже порога чувствительности осциллографа и не регистрируется. Также наблюдается некоторое увеличение длительности фронта импульса (в среднем в 1,5 раза больше для расстояний 150—200 км, чем для расстояний 10—80 км) за счет искажения его формы при распространении электрического поля над поверхностью земли, реально не обладающей бесконечной проводимостью. В связи с тем, что погрешности определения параметров токов молний по параметрам вызываемых ими импульсов быстрых изменений напряженности электрического поля при увеличении расстояния между пунктом и объектом наблюдений возрастают, работы целесообразно проводить на территории, ограниченной радиусом не более 100 км от места установки регистрирующей аппаратуры.

Полученные экспериментальные данные по импульсам напряженности E_z были использованы для оценки параметров импульсов токов в каналах наземных молний по вышеупомянутой методике. По результатам этих оценок были построены статистические распределения повторяемости времени t достижения амплитуды тока, амплитуды I_m и крутизны A фронта тока первых компонентов отрицательных и положительных наземных разрядов молний на расстоянии до 100 км от пункта регистрации.

Обработка осциллограмм импульсов E для 270 наземных разрядов показала, что в 13 % случаев молниями переносился на землю положительный заряд. Однако для положительных разрядов, как следует из таблицы, значения параметров импульсов тока в каналах молний обычно превышают соответствующие значения для отрицательных разрядов.

Иключение составляет параметр A , который вследствие большой длительности фронта положительных импульсов меньше, чем в отрицательных разрядах.

Для построенных по достаточно большому количеству измерений статистических распределений повторяемости импульсов тока первых компонентов разрядов молний, переносящих на землю

отрицательный заряд, с помощью метода моментов были найдены аппроксимации теоретическими законами распределения. Во всех трех случаях, как показала проверка по критерию согласия χ^2 , оптимальным для описания оказалось гамма-распределение. Плотности распределений τ , I_m и A имеют соответственно следующий вид:

$$f(\tau) = 0,525(\tau/\tau_0)^{0,53}e^{-0,606(\tau/\tau_0)}, \quad (3)$$

$$f(I_m) = 0,006(I_m/I_0)^{1,4}e^{-0,129(I_m/I_0)}, \quad (4)$$

$$f(A) = 0,0734(A/A_0)^{0,429}e^{-0,16(A/A_0)}, \quad (5)$$

где $\tau_0 = 1$ мкс; $I_0 = 1$ кА; $A_0 = 1$ кА/мкс.

На рис. 1 и 2 приведены построенные на основании результатов наших исследований распределения амплитуд и крутизны фронта тока первых компонентов разрядов молний, переносящих на землю отрицательный и положительный заряды, а также взятые для сравнения из различных литературных источников [8—11] распределения амплитуд и крутизны фронта токов молний, полученные методами магнитозаписи, прямого осциллографирования и антенным методом.

Рассчитанные по нашим данным значения амплитуды тока лежат в пределах границ вариаций I_m , полученных другими исследователями [12], по измерениям которых среднее значение амплиту-

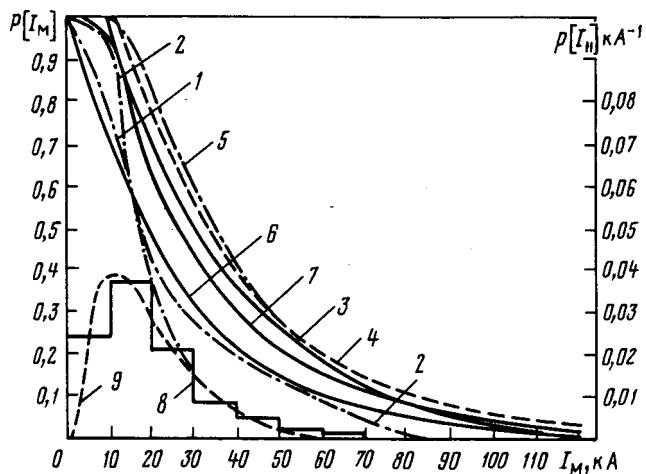


Рис. 1. Распределения вероятности превышения амплитудой тока молнии I_m значения, указанного на оси абсцисс: 1 и 2 — распределения амплитуды тока первых компонентов отрицательных и положительных молний, полученные антенно-радиолокационным методом; 3, 6 и 7 — взятые из [8, 9 и 10] распределения амплитуды тока отрицательных молний, полученные методом магнитозаписи; 4 — распределение амплитуды тока отрицательных молний, полученное методом прямого осциллографирования [11]; 5 — распределение амплитуды тока отрицательных молний, полученное антенно-оптическим методом [8]; 8 и 9 — гистограмма повторяемости и плотность распределения амплитуды тока первых компонентов отрицательных молний, полученного антенно-радиолокационным методом.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

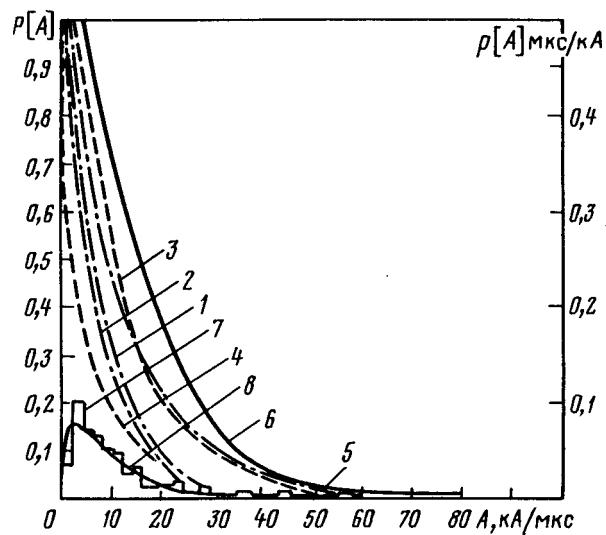


Рис. 2. Распределения вероятности превышения крутизны фронта тока молнии A величины, указанной на оси абсцисс: 1 и 2 — распределения крутизны фронта тока первых компонентов отрицательных и положительных молний, полученные антенно-радиолокационным методом; 3 и 4 — распределения крутизны фронта тока первых компонентов отрицательных и положительных молний, полученные методом прямого осциллографирования [11]; 5, 6 — распределения крутизны фронта тока первых компонентов отрицательных молний, полученные антенно-оптическим методом и методом магнитозаписи [8]; 7 и 8 — гистограмма повторяемости и плотность распределения крутизны фронта тока первых компонентов отрицательных молний, полученного антенно-радиолокационным методом

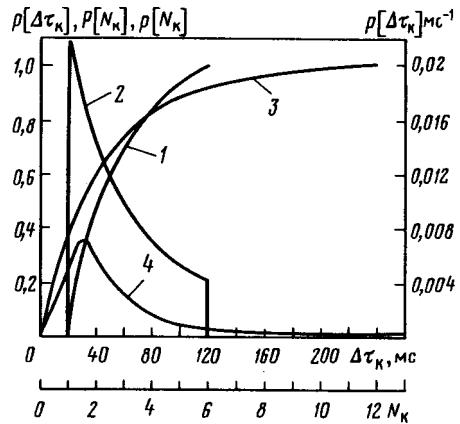


Рис. 3. Интегральные распределения (1, 3) и плотности распределения (2, 4): 1, 2 — временных интервалов $\Delta\tau_k$ между соседними возвратными ударами по вспышке молнии; 3, 4 — числа компонентов по вспышке молнии. Объемы выборок для $\Delta\tau_k$ и N_k составляют соответственно 4937 и 3405 случаев

ды тока в канале молний на уровне земли изменяется от 16 до 35 кА. Однако нет и полного совпадения кривых распределений, что, по-видимому, связано, во-первых, с индивидуальными особенностями характеристик молний в рай-

онах с различными орографией и широтой и подтверждает необходимость исследований параметров молний для конкретных местностей, на которых будут осуществляться мероприятия по защите народнохозяйственных объектов, а вовторых, с особенностями регистрации различными методами. Так, экспериментальные выборки, полученные методами прямого осциллографирования, магнитозаписи и антенно-оптическим методом (здесь расстояние до разряда определяется по регистрации светового излучения), а следовательно, и построенные по ним вероятностные распределения будут отличаться от выборок и соответственно распределений, полученных антенно-радиолокационным методом. В последнем случае информация будет собираться с гораздо большей по площади территории, и хотя, с одной

стороны, ее качество будет хуже по сравнению с информацией, получаемой более точным методом, с другой, будет меньше пропусков и избирательности в сторону возрастания значений параметров при регистрации разрядов молний на исследуемой территории. Следует подчеркнуть, что наиболее достоверная информация может быть собрана, когда данные, полученные различными методами, будут дополнять друг друга.

Рассчитанные по нашим данным значения длительности фронта и крутизны тока отрицательных разрядов молний также лежат в пределах границ вариаций, определенных Бергером [11] методом прямого осциллографирования и составляющих: для $\tau = 2-10$ мкс, для $A = 1-50$ кА/мкс. Средние значения τ и A у нас получились несколько ниже, чем у Бергера (у него

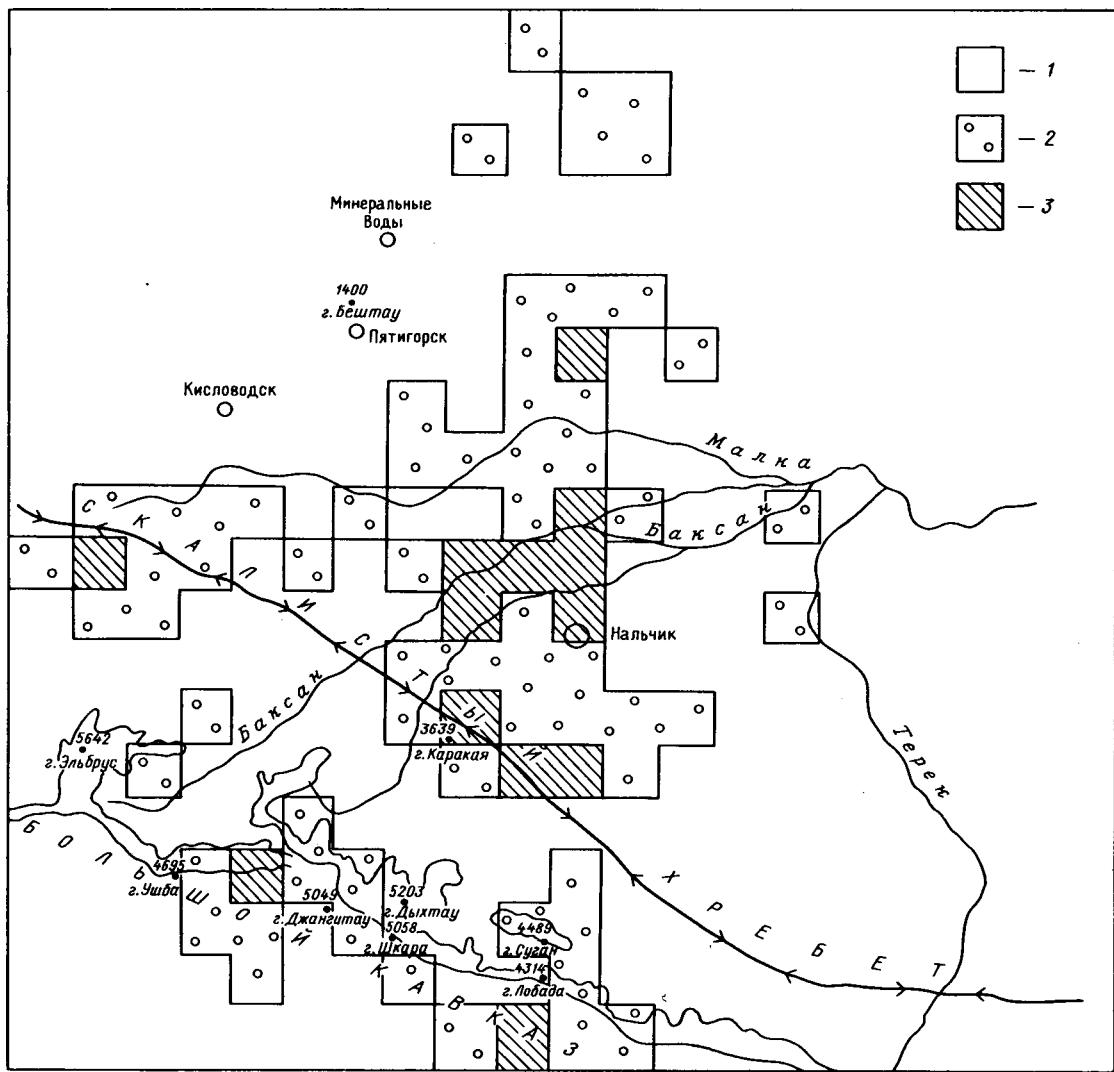


Рис. 4. Карта среднегодовой удельной поражаемости молниями части территории Северного Кавказа площадью 30000 км²: 1 — до 100 молний на 100 км²; 2 — от 100 до 200 молний на 100 км²; 3 — более 200 молний на 100 км²

математические ожидания τ и A равны соответственно, 5,5 мкс и 16 кА/мкс), что объясняется теми же причинами, что и при регистрации амплитуд токов молний. Параметры распределения крутизны тока положительных разрядов молний имеют хорошее соответствие с параметрами распределения, взятого из [11].

На рис. 3 приведены распределения числа компонентов N_k и продолжительности Δt_k промежутка между двумя последующими возвратными ударами во вспышке молний, построенные на основе экспериментальных данных, полученных с помощью подключенного к СВЧ-приемнику анализатора ЭМИ. Как показал анализ около 5000 случаев, характер распределений длительности между любыми двумя предыдущими и последующими компонентами независимо от их порядкового номера остается неизменным. Поэтому распределение повторяемости Δt_k строилось для всех интервалов между всеми компонентами. Медианное значение, математическое ожидание и мода Δt_k соответственно составляют 53, 57 и 25 мс. В 95 % случаев Δt_k не превосходит 108 мс.

Полученное нами распределение числа компонентов во вспышке молний хорошо согласуется с распределениями, имеющимися в литературных источниках [13], что подтверждает возможность непрерывного контроля по СВЧ-излучению временных характеристик различных стадий молний из отдельной конвективной ячейки. Среднее число компонентов во вспышке молний равняется трем, стандартное отклонение — двум. Больше всего наблюдается двухкомпонентных разрядов, а максимальное зарегистрированное число компонентов во вспышке молний составило 16.

В 95 % случаев значения длительности молний с количеством компонентов во вспышке от 1 до 6 не превышают соответственно 150, 200, 350, 450, 550 и 650 мс.

На рис. 4 приведена карта среднегодовой удельной поражаемости молниями части территории Северного Кавказа площадью 30000 км², построенная на основе данных, полученных с помощью ГПД и радиолокационных средств обнаружения молний в течение четырех лет. По числу ударов молний в землю P , приходящихся на единицу площади, карта разбита на три области с градациями: 1) до 100 молний на 100 км²; 2) от 100 до 200 молний на 100 км²; 3) более 200 молний на 100 км². Из всей площади на вторую градацию приходится 6300 км², на третью — 1300 км². Наиболее высокая удельная поражаемость молниями наблюдается вдоль гребней Большого Кавказского и Скалистого хребтов, довольно высока она и в горных районах Гру-

зии; кроме того, прослеживаются области повышенной удельной пораженности вдоль пути фронтальных грозоградовых процессов и в местах выхода мощных конвективных облаков из предгорий на равнину, где, как показывают наблюдения, происходит их резкое усиление.

Удельная поражаемость, соответствующая низшей градации, имеет место в основном на равнинах, плоскогорьях, в межгорных вершинах на высотах более 4000 м над уровнем моря. Анализ почвенной, климатической карт и карты растительности показал, что удельная поражаемость молниями не ниже второй градации наблюдается в местностях с горно-лесными почвами и выщелоченными черноземами, сумма осадков за год на которых составляет не менее 800 мм. Наиболее подвержены поражению молниями горные хвойные и широколиственные леса. Не отмечено четкой взаимосвязи между областями высокой удельной поражаемости молниями и местами залежей полезных ископаемых.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Базелян Э. М., Горин Б. Н., Левитов В. И. Физические и инженерные основы молниезащиты.— Л.: Гидрометеоиздат, 1978.
- Колоколов В. П. О характеристиках глобального распределения грозовой деятельности.— Метеорология и гидрология, 1969, № 11.
- Correlated electric and magnetic fields from lightning return strokes / M. A. Uman, R. D. Brantly, Y. T. Lin, et al.— J. Geophys. Res., 1975, vol. 80, N 3.
- Степаненко В. Д., Гальперин С. М. Радиотехнические методы исследования гроз.— Л.: Гидрометеоиздат, 1983.
- Аджиев А. Х., Богаченко Е. М., Гончаров В. М. Измерение параметров пакетов импульсов радиоизлучения грозовых облаков в УКВ-диапазоне.— М.: Гидрометеоиздат, 1987.— Тр. / Высокогорный геофизич. ин-т, вып. 69.
- Кононов И. И., Петренко И. А., Снегуров В. С. Радиотехнические методы местоопределения грозовых очагов.— Л.: Гидрометеоиздат, 1986.
- Аджиев А. Х. Определение интенсивности грозовой деятельности радиотехническими средствами.— Электричество, 1986, № 11.
- Анализ расчетных параметров тока молний, полученных различными методами / А. А. Ализаде, Н. А. Меликов, Ф. Л. Хыдыров и др.— Труды ЭНИН, 1976, вып. 57.
- Регистрация параметров прямого удара молнии / Б. Б. Бочковский, К. Д. Больнов, А. А. Лабузов и др.— Электрические станции, 1971, № 8.
- Попаланский Ф. Измерение токов молний в Чехословакии и использование полученных данных при расчетах удельных грозовых отключений ЛЭП высокого напряжения.— В кн.: Перенапряжения и координация изоляции. Переводы докладов на XXIII сессии СИГРЭ 1970 г. М.: Энергия, 1970.
- Berger K. Methoden und resultate der blitzforschung auf dem Monte San Salvatore bei Lugano in den jahren 1963—1971.— Bull. SEV 63, 1972, N 24.
- Lin Y. T., Uman M. A. Electric radiation fields of lightning return strokes in three isolated Florida thunderstorms.— J. Geophys. Res., 1973, vol. 78, N 33.
- Юман М. Молния.— М.: Мир, 1972.

[06.12.88]

Теоретическая модель дуги, стабилизированной потоком газа в плазмотроне переменного тока

КРУЛИКОВСКИ Ч., КАМИНЬСКА-ПРАНКЕ А.

Познанский политехнический институт

Введение. Условия горения электрической дуги переменного тока зависят от способа стабилизации дугового разряда, а также от способа зажигания дуги после перехода тока через нуль. Чаще всего для стабилизации дуги в плазмотронах применяется вихревой поток газа. Анализ ротации газа в разрядной камере плазмотрона позволил установить, что в данном случае возникает плоское круговое течение газа, описываемое комплексным потенциалом

$$f(z_1) = -iC \ln \frac{z_1}{a} = \Phi + i\Psi, \quad (1)$$

где z_1 — комплексная переменная; C , a — постоянные; Φ — потенциал скорости; Ψ — функция течения.

Комплексная скорость плоского кругового течения может определяться из уравнения

$$v_r - iv_\phi = \frac{df(z_1)}{dz_1} e^{i\theta} = -iC \frac{1}{z_1} e^{i\theta} = i \frac{C}{r}. \quad (2)$$

Таким образом, радиальная v_r и угловая v_ϕ составляющие скорости этого движения равны

$$v_r = 0, \quad v_\phi = C/r. \quad (3)$$

Реально в течениях существует такая зона в области точки $r=0$, т. е. для $r < r_0$, где угловая скорость пропорциональна радиусу, т. е. $v_\phi = Cr$; вне этой зоны, т. е. для $r > r_0$, распределение скорости описывается уравнением (3).

Анализируя уравнение Бернулли для скорости газа, описываемой уравнением (3), получим

$$\frac{dp}{dr} = p \frac{v_\phi^2}{r}, \quad (4)$$

где p — плотность газа.

Вышеприведенное уравнение выражает идею стабилизации электрической дуги вихревым потоком газа, так как связано с существованием радиального градиента давления в вихре. При этом следует подчеркнуть, что самое высокое давление имеет место вблизи ядра вихря (для $r \approx r_0$), а при дальнейшем приближении к ядру вихревого потока отмечается его резкое падение. В самом ядре давление постоянно, а угловая скорость пропорциональна радиусу.

Из приведенных рассуждений вытекает, что стабильное горение электрической дуги возможно в ядре вихря, в зоне, где радиальная составляющая скорости равна нулю. Следует также отметить, что протекающий в плазмотроне газ будет

иметь осевую составляющую скорости, которая обусловлена разностью давлений у входа и выхода разрядной камеры плазмотрона.

Непрерывное горение электрической дуги в однофазных плазмотронах может быть достигнуто применением высокочастотного источника высокого напряжения или вспомогательной дуги постоянного тока. В первом случае имеет место электрическое зажигание дуги после каждого перехода переменного тока через нулевое значение, а во втором — термическое зажигание электрической дуги.

По результатам испытаний можно сделать вывод, что более благоприятные условия для работы плазмотрона были достигнуты в случае вспомогательной дуги постоянного тока, и поэтому в большинстве конструкций плазмотронов используется именно этот метод обеспечения непрерывного горения дуги (например, [1—5]).

В настоящей статье представлена математическая модель электрической дуги переменного тока, стабилизированной вихревым потоком газа, непрерывное горение которой обеспечивается с помощью вспомогательной дуги постоянного тока. Принципы конструкции и питания плазмотрона показаны на рис. 1.

Электрическая дуга постоянного тока небольшой мощности горит между вольфрамовым катодом и первой секцией плазмотрона. Нагреваемый в этом пространстве газ с расходом G_s перемещается к выходу плазмотрона, благодаря чему температура газа, находящегося между остальными секциями, относительно высока (зависит от параметров вспомогательной дуги). Подключение ко второй и последней секциям плазмотрона переменного напряжения обеспечивает самостоятельное зажигание электрической дуги и ее непрерывное горение при изменениях переменного тока.

Нагреваемый в дуге переменного тока рабочий газ с расходом G_z является главным потоком низкотемпературной плазмы.

Распределение в разрядной камере плазмотрона потенциала теплового потока, созданного вспомогательным дуговым разрядом постоянного тока. Как уже было сказано, рабочий газ, нагреваемый в пространстве дугового разряда постоянного тока, протекает к выходу плазмотрона. Предполагая, что в разрядной камере плазмотрона возникает только электрическая дуга постоянного тока, будем считать, что определение температуры газа в промежутке между электродами дуги переменного тока является вопросом определения исходных условий для дуги переменного тока.

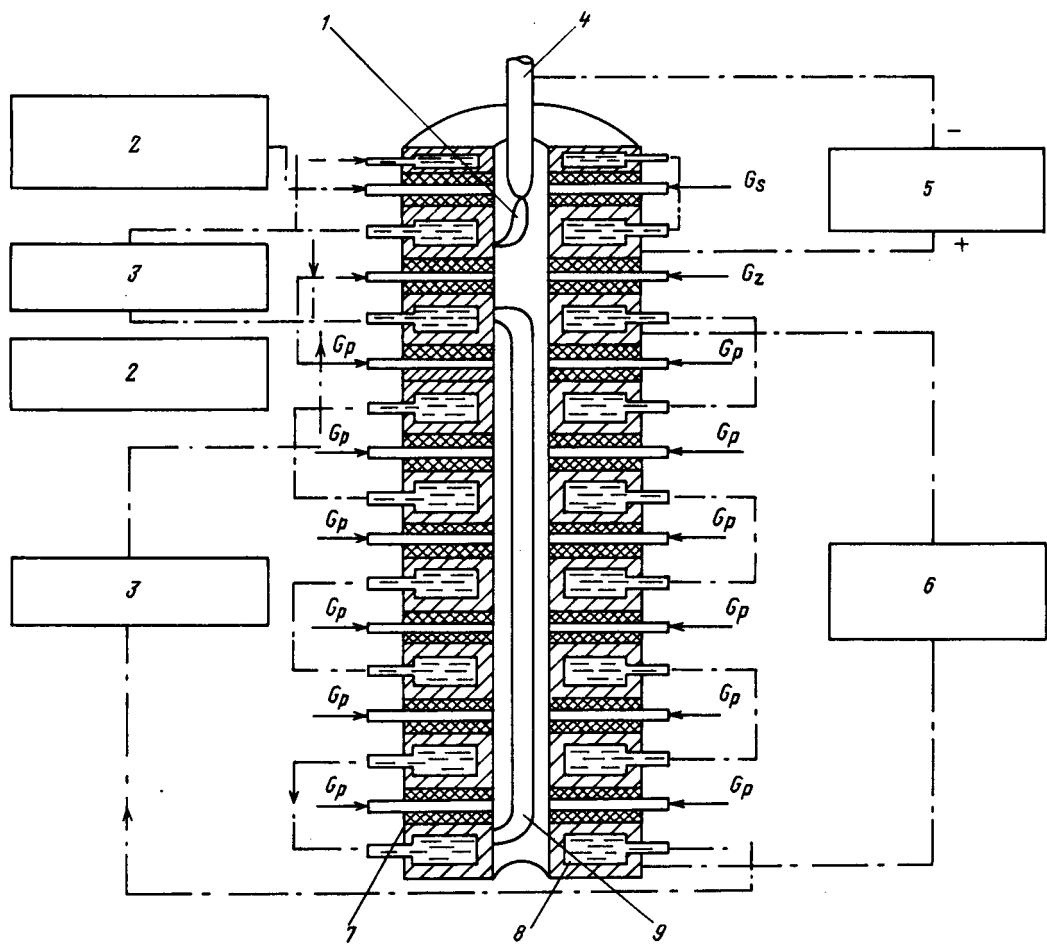


Рис. 1. Принципы конструкции и питания однофазного плазмотрона переменного тока: 1 — дуга постоянного тока; 2 — стабилизирующий газ; 3 — вода; 4 — катодный узел; 5 — источник питания постоянного тока; 6 — источник питания переменного тока; 7 — изоляционные прокладки; 8 — секции; 9 — дуга переменного тока; G_s , G_z , G_p — расход газа

В связи с этим разработка модели электрической дуги, возникающей в плазмотроне, была начата с анализа вспомогательной дуги постоянного тока.

Основным уравнением, позволяющим определить распределение температуры в дуговом столбе, является уравнение энергии. Для описанной выше модели течения газа в разрядной камере плазмотрона и с учетом допущения $\partial T / \partial v = 0$ (это означает, что температура газа не зависит от азимутальной координаты) уравнение энергии дуги имеет вид

$$\sigma E_0^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r} \right) - U_{pr} - c_p p v_{zs} \frac{\partial T}{\partial z} = 0. \quad (5)$$

где E_0 — напряженность электрического поля; T — температура; v_{zs} — осевая скорость потока плазмы; σ — электропроводность; λ — теплопроводность; c_p — удельная теплоемкость; p — плотность газа; U_{pr} — энергия излучения; r, z — полярные координаты.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Уравнение (5) очень трудно использовать для расчетов в связи со сложной зависимостью свойств плазмы λ, c_p, p и σ от температуры [6—10]. Поэтому уравнение было преобразовано, и вместо температуры введен потенциал теплового потока, описанный уравнением

$$s = \int_{T_0}^T \lambda dT. \quad (6)$$

Скорость газа можно определить, зная расход стабилизирующего газа G_s и учитывая связь

$$v_{zs} = \frac{G_s}{\pi r_w^2}, \quad (7)$$

где r_w — радиус разрядного канала плазмотрона.

Вводя зависимости (6) и (7) в уравнение (5), получим

$$\sigma E_0^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial S}{\partial r} \right) - U_{pr} - \frac{G_s}{\pi r_w^2} \frac{c_p}{\lambda} \frac{\partial S}{\partial z} = 0. \quad (8)$$

Ввиду того, что уравнение (8) не решается аналитическими методами, и с учетом действительной зависимости указанных свойств плазмы от потенциала теплового потока была применена аппроксимация электропроводности газа и энергии излучения линейной функцией потенциала теплового потока в маленьких интервалах ΔS , т. е.

$$\sigma = a_{oi,j}S; U_{pr} = a_{ui,j}S, \quad (9)$$

а зависимость c_p/λ была принята постоянной в интервалах ΔS , т. е.

$$c_p/\lambda = a_{pi,j}. \quad (10)$$

Разница по сравнению с известными в литературе [11—15] решениями уравнения энергии электрической дуги состоит в том, что в них принято, что зависимости (9) и (10) правильны только для достаточно маленьких элементов объема дуги (в которых ΔS невелика).

Уравнение (8) было проанализировано с учетом следующих граничных условий:

$$\frac{\partial S}{\partial r}(0, z) = 0; \quad (11)$$

$$S(r_w, z) = 0; \quad (12)$$

$$S(r, 0) = \varphi(r). \quad (13)$$

Функция $\varphi(r)$ в условии (13) определяет радиальное распределение потенциала теплового потока в дуге постоянного тока вблизи катода. Для ее определения принято, что газ, находящийся вблизи катода, имеет потенциал, определяемый существованием в сечении дугового столба с координатой $z=0$ источника тепла мощностью

$$q_c = \frac{I^2 p_w}{\pi^2 a^4} = j^2 p_w, \quad (14)$$

где I — электрический ток; p_w — сопротивление материала катода; a — радиус катода; j — плотность тока на катоде.

Распределение потенциала теплового потока газа, находящегося вблизи катода, можно рассчитать из уравнения

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \varphi(r)}{\partial r} \right) = -j^2 p_w \text{ для } 0 < r < a. \quad (15)$$

Решением уравнения (15) при граничном условии (11) при условии, что $S=0$ для $r=a$, является функция

$$\begin{aligned} \varphi(r) &= \frac{1}{4} j^2 p_w (a^2 - r^2) \text{ для } 0 < r < a; \\ \varphi(r) &= 0 \text{ для } a \leq r \leq r_w. \end{aligned} \quad (16)$$

Решая уравнение (8) при указанных граничных условиях и с учетом зависимости (9) и (10), получим функцию, описывающую изменение потенциала теплового потока в элементе объема столба вспомогательной дуги:

Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$\begin{aligned} S(r, z) &= \exp \left[\frac{\pi r_w^2}{G_s a_{pi,j}} (a_{oi,j} E_0^2 - a_{ui,j}) z \right] \times \\ &\times \sum_{n=1}^{\infty} A_n \exp \left(-\frac{\pi \gamma_n^2}{G_s a_{pi,j}} z \right) I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right), \end{aligned} \quad (17)$$

где γ_n — положительные корни уравнения $I_0(\gamma_n) = 0$.

Коэффициенты A_n в этом уравнении получены из граничного условия (13), откуда вытекает

$$\sum_{n=1}^{\infty} A_n I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) = \varphi(r), \quad (18)$$

то есть

$$A_n = \frac{\int_0^{r_w} (a^2 - r^2) r I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) dr}{4 \int_0^{r_w} r I_0^2 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) dr}. \quad (19)$$

После интегрирования получим

$$A_n = \frac{2 j^2 p_w r_w^3}{\gamma_n^3 I_1(\gamma_n) a}. \quad (20)$$

Зная изменение потенциала теплового потока в столбе вспомогательной дуги, можно перейти к определению потенциала теплового потока газа, находящегося в промежутке между электродами дуги переменного тока. Полагаем при этом, что в дальнейшем в разрядной камере плазмотрона существует только дуга постоянного тока. Рассматриваемое пространство не содержит источников, поэтому уравнение энергии для него приобретает вид

$$\frac{1}{r} \frac{\partial S}{\partial r} + \frac{\partial^2 S}{\partial r^2} - U_{pr} - \frac{c_p}{\lambda} p v_z \frac{\partial S}{\partial z_p} = 0. \quad (21)$$

Координата z_p в уравнении (21) в дальнейшем является осевой координатой; начало оси ($z_p=0$) находится в точке, расположенной на расстоянии l_s от поверхности катода.

В пространство дуги переменного тока подается добавочно газ, расход которого обозначен G_z . Осевая составляющая скорости потока имеет вид

$$v_{zz} = \frac{G_z}{\pi r_w^2 p}. \quad (22)$$

Таким образом, скорость газа в осевом направлении является суммой двух составляющих:

$$v_z = v_{zs} + v_{zz} = \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2 p}. \quad (23)$$

Подставляя зависимость (23) в уравнение (21) и учитывая (9) и (10), получим

$$\frac{1}{r} \frac{\partial S}{\partial r} + \frac{\partial^2 S}{\partial r^2} - \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \frac{\partial S}{\partial z_p} - a_{um,k} S = 0. \quad (24)$$

Коэффициенты $a_{pm,k}$ и $a_{um,k}$ определяются так же, как и коэффициенты $a_{pi,j}$ и $a_{ui,j}$.

Новые индексы здесь были введены для того, чтобы отличить пространство столба дуги постоянного тока от пространства, находящегося вне этого столба.

Уравнение (24) удовлетворяет следующим граничным условиям:

$$\frac{\partial S}{\partial r}(0, z_p) = 0; \quad (25)$$

$$S(r_w, z_p) = 0; \quad (26)$$

$$S(r, 0) = \varepsilon(r). \quad (27)$$

Функция $\varepsilon(r)$ определяется уравнением (17) для $z = l_s$, т. е.

$$\begin{aligned} \varepsilon(r) = \exp \left[\frac{\pi r_w^2}{G_s a_{pi,j}} (a_{\sigma i,j} E_0^2 - a_{ui,j}) l_s \right] \times \\ \times \sum_{n=1}^{\infty} A_n \exp \left(-\frac{\pi \gamma_n^2}{G_s a_{pi,j}} l_s \right) I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right). \end{aligned} \quad (28)$$

Решением уравнения (24) при указанных граничных условиях является функция

$$\begin{aligned} \Psi(r, z_p) = S(r, z_p) = \exp \left[-\frac{\pi r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} a_{um,k} z_p \right] \times \\ \times \sum_{n=1}^{\infty} B_n \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_p \right] I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right). \end{aligned} \quad (29)$$

С учетом уравнения (28) значение коэффициентов B_n было определено на основании граничного условия (27), из которого

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} B_n I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) = \exp \left[\frac{\pi r_w^2}{G_s a_{pi,j}} l_s (E_0^2 a_{\sigma i,j} - a_{ui,j}) \right] \times \\ \times \sum_{n=1}^{\infty} A_n \exp \left(-\frac{\pi \gamma_n^2}{G_s a_{pi,j}} l_s \right) I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right), \end{aligned} \quad (30)$$

откуда после преобразования было получено

$$B_n = A_n \exp \left[\frac{l_s}{G_s a_{pi,j}} (\pi r_w^2 a_{\sigma i,j} E_0^2 - \pi r_w^2 a_{ui,j} - \pi \gamma_n^2) \right]. \quad (31)$$

Вышеуказанные зависимости, описывающие распределение потенциала теплового потока между электродами дуги переменного тока, обусловленного дугой постоянного тока, определяют исходный режим для дуги переменного тока. Надо при этом подчеркнуть, что расчеты надо начинать с сечения столба дуги постоянного тока для $z = 0$, что позволяет определить первоначальные значения коэффициентов a_p , a_u и a_σ , а затем подсчитывать значения потенциала теплового потока в очередных сечениях дугового столба и вне его, удаленных на расстояние Δz , подбирая соответствующие значения вышеуказанных коэффициентов.

Уравнение динамической дуги. Проведенный в предыдущем разделе анализ условий в меж-

электродном пространстве дает возможность перейти к основной проблеме: определить уравнение динамической дуги. Уравнение энергии имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{pc_p}{\lambda} \frac{\partial S}{\partial t} = \sigma E_z^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial S}{\partial r} \right) - a_{um,k} S - \\ - \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \frac{\partial S}{\partial z}, \end{aligned} \quad (32)$$

при исходном условии

$$S(r, z_z, 0) = \Psi(r, z_z). \quad (33)$$

Принято, что отношение pc_p/λ в уравнении (32) имеет постоянное значение в соответствующих маленьких промежутках потенциала теплового потока ΔS , и введена зависимость

$$pc_p/\lambda = a_{Hm,k}. \quad (34)$$

Электропроводность газов, часто применяемых в плазмотронах, таких как аргон, азот, водород, можно аппроксимировать функцией

$$\sigma = (a_\sigma S)^\alpha, \quad (35)$$

где α — константа (например, показатель α для аргона в диапазоне температур от 6000 К до 9000 К составляет 3, а для температур выше 9000 К $\alpha = 1$).

Если температура газа в дуговом столбе находится в определенном диапазоне, для которого можно принять постоянный показатель α , то уравнение энергии электрической дуги приобретает вид:

$$\begin{aligned} a_{Hm,k} \frac{\partial S}{\partial t} = a_\sigma^\alpha S^\alpha E_z^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial S}{\partial r} \right) - a_{um,k} S - \\ - \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \frac{\partial C}{\partial z}. \end{aligned} \quad (36)$$

Решение уравнения (36) можно представить в виде произведения двух функций:

$$S = S_m(t) \Psi(r, z_z). \quad (37)$$

Одна из функций представляет собой пространственное распределение потенциала теплового потока, образованного в исходном периоде с помощью вспомогательного дугового разряда, а вторая — амплитуду потенциала теплового потока, зависящую от значения переменного тока.

Подставляя (37) в уравнение (36) и интегрируя по объему, получим уравнение, описывающее изменение амплитуды потенциала теплового потока:

$$\begin{aligned} \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{Hm,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \frac{\partial S_m}{\partial t} = \\ = a_\sigma^\alpha E_z^2 \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} [\Psi(r, z_z)] r dr dz_z S_m^\alpha + \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} + \right. \end{aligned}$$

$$+ \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} - \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} - \\ - \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \Big] r dr dz_z S_m, \quad (38)$$

где l_z — длина дуги переменного тока.

Связь между активной проводимостью дуги и амплитудой потенциала теплового потока, определенная на основании закона Ома, выражается уравнением

$$g = 2\pi a_\alpha^{\alpha} S_m^{\alpha} \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} [\Psi(r, z_z)]^\alpha r dr dz_z. \quad (39)$$

С учетом (39) и после преобразования (38) было получено:

$$\begin{aligned} & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m, k} a_{Hm, k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z. \\ \rightarrow & (1+\alpha) \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \times \right. \\ & \left. \times \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \right] r dr dz_z \frac{dS_m^{1+\alpha}}{dt} + S_m^{1+\alpha} = \\ & (2\pi)^{-2} a_\alpha^{-\alpha} \left[\int_0^{l_z} \int_0^{r_w} [\Psi(r, z_z)]^\alpha r dr dz_z \right]^{-1} i^2 \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m, k} a_{Hm, k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z. \\ \rightarrow & (1+\alpha) \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \times \right. \\ & \left. + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \right] r dr dz_z; \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} & (1+\alpha) \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \times \right. \\ & \left. + \frac{1+\alpha}{dt} \frac{dg}{dt} + g^{\frac{1+\alpha}{\alpha}} \right] r dr dz_z \frac{dS_m^2}{dt} + S_m^2 = \\ & \times \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \Big[r dr dz_z \Big] \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} & = i^2 \cdot \frac{\frac{1}{a_\alpha} \left\{ \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} [\Psi(r, z_z)]^\alpha r dr dz_z \right\}^{1/\alpha}}{2\pi^{\frac{\alpha-1}{\alpha}}} \times \\ & \times \sum_{m, k} a_{pm, k} \frac{d\Psi(r, z_z)}{dz_z} + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \quad (41) \end{aligned}$$

Вышеприведенные уравнения являются уравнениями динамической дуги, так как показывают зависимость амплитуды потенциала теплового потока (40) и активной проводимости (41) от напряжения с учетом инерции дугового столба. Величины, стоящие при производной потенциала теплового потока и производной активной проводимости, равны и измеряются во времени. Обозначим их Θ и в дальнейшем будем называть временной постоянной электрической дуги. Величину, обратную выражению при i^2 в уравнении (40), обозначим P_{sa} , а выражению при i^2 в уравнении (41) — P_{ga} . Таким образом, уравнения динамической дуги можно записать:

$$\Theta_\alpha \frac{dS_m^{1+\alpha}}{dt} + S_m^{1+\alpha} = -\frac{i^2}{P_{sa}}, \quad (42)$$

$$\Theta_\alpha \frac{dg}{dt} + g^{\frac{1+\alpha}{\alpha}} = -\frac{i^2}{P_{ga}}. \quad (43)$$

Следует обратить внимание, что уравнение (43) при $\alpha=1$ будет аналогично уравнению Касси, но отличается тем, что параметры Θ_α и P_{ga} не являются постоянными (как полагает Касси), а зависят от потенциала теплового потока, изменяющегося в зависимости от тока.

Для общего случая, соответствующего изменениям температуры дугового столба в широком диапазоне, примем линейную аппроксимацию зависимости электропроводности газа от потенциала теплового потока (для маленьких промежутков потенциала теплового потока ΔS). Тогда уравнения динамической дуги принимают вид:

$$\begin{aligned} & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m, k} a_{Hm, k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z. \\ \rightarrow & 2 \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \times \right. \\ & \left. + \frac{1+\alpha}{dt} \frac{dg}{dt} + g^{\frac{1+\alpha}{\alpha}} \right] r dr dz_z \frac{dS_m^2}{dt} + S_m^2 = \\ & \times \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \Big[r dr dz_z \Big] \frac{dS_m^2}{dt} + S_m^2 = \\ & = \frac{(2\pi)^{-2} \left[\int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m, k} a_{om, k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \right]^{-1} i^2}{2\pi^{\frac{\alpha-1}{\alpha}}} \times \\ & \times \left\{ \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m, k} a_{pm, k} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_{m, k} a_{um, k} \Psi(r, z_z) \right] r dr dz_z \right\}; \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{Hm,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \\
 & \left. \frac{\partial}{\partial r} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m,k} a_{pm,k} \times \right. \right. \\
 & \left. \left. \times \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \sum_{m,k} a_{um,k} \Psi(r, z_z) \right] r dr dz_z \right. \frac{dg^2}{dt} + g^2 = \\
 & = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{om,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \\
 & \left. \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{Hm,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z \right. \rightarrow \\
 & \left. \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \left[-\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} - \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} + \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} \sum_{m,k} a_{pm,k} \times \right. \right. \\
 & \left. \left. \times \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} + \sum_{m,k} a_{um,k} \Psi(r, z_z) \right] r dr dz_z \right. i^2. \quad (45)
 \end{aligned}$$

Эти уравнения можно записать в виде

$$\Theta_c \frac{dS_m^2}{dt} + S_m^2 = \frac{i^2}{P_{sc}}; \quad (46)$$

$$\Theta_c \frac{dg^2}{dt} + g^2 = \frac{i^2}{P_{gc}}. \quad (47)$$

Анализом условий в плазмотроне было определено, что диапазон температур, для которого можно принять $\alpha < 1$, наступает вблизи точек перехода тока через нуль, при напряжении переменного тока на уровне десятков и сотен ампер и при небольших значениях постоянного тока вспомогательной дуги (на уровне нескольких десятков ампер).

В диапазоне больших значений переменного тока можно применять уравнения в виде (40) и (41) для $\alpha = 1$. В таком случае почти во всем объеме дугового столба газ достигает значительных температур, а тонкий слой газа, в котором температура резко снижается, мало влияет на значение активной проводимости дуги.

Для диапазонов непосредственно после зажигания электрической дуги и перед ее погашением (небольшие значения тока) следует применять уравнения динамической дуги в виде (46) и (47).

Решение уравнения динамической дуги. Для решения уравнений динамической дуги необходимо знать значения параметров Θ , P_g и P_s , а также изменение тока, который зависит не только от параметров цепи, но также от параметров электрической дуги. Поэтому уравнение динамической дуги решалось совместно с уравнением цепи. Для активно-индуктивной цепи имеется система уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{dg}{dt} &= -\frac{\alpha}{1+\alpha} \frac{1}{\Theta_a} g + \frac{\alpha}{1+\alpha} \frac{1}{P_{ga}\Theta_a} i^2 g^{-1/\alpha}; \\ \frac{di}{dt} &= \frac{E_m}{L} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{R}{L} i - \frac{i}{gL}, \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

или

$$\left. \begin{aligned} \frac{dg}{dt} &= -\frac{1}{2\Theta_c} g + \frac{1}{2P_{gc}\Theta_c} i^2 g^{-1}; \\ \frac{di}{dt} &= \frac{E_m}{L} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{R}{L} i - \frac{i}{gL}, \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

где L — индуктивность цепи питания; R — активное сопротивление цепи питания; E_m — амплитуда напряжения питания.

Фазовый угол между током и питающим напряжением был определен из уравнения цепи в предположении, что в режиме горения дуги напряжение дуги имеет постоянное значение u_{gs} . Полученное уравнение имеет вид:

$$\begin{aligned} & \frac{E_m^2}{R^2 + (\omega L)^2} \sin^2 \varphi + \frac{2E_m u_{gs}}{R^2 + (\omega L)^2} \frac{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 + e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \sin \varphi + \\ & + \frac{u_{gs}^2}{R^2} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 + e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \right)^2 - \left[\frac{E_m \omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \right]^2 = 0. \quad (50) \end{aligned}$$

Системы уравнений (48) и (49) решались приближенным методом Рунге—Кутта при первоначальных условиях: $t=0$, $i=0$, $g=g_0$ — значение было определено на основании уравнения (39) для $S_m=1$. Значения параметров Θ и P_g для первоначального периода и точки $t=0$ были определены для потенциала теплового потока $\Psi(r, z_z)$ путем разделения длины дуги на m промежутков, а радиус — на k промежутков. Таким образом, объем дугового столба разделен на $m \times k$ элементов объема. Рассчитаем интегралы:

$$\begin{aligned} S &= \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{Hm,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z = \\ &= \sum_m \sum_k a_{Hm,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ -\frac{G_s + G_z}{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2} a_{pm,k} \times \right. \\ & \left. \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \Big|_{r_{k-1}}^{r_k} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k} \quad (51) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_1 &= \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} -\frac{1}{r} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial r} r dr dz_z = \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \times \\ & \times \left\{ \frac{G_s + G_z}{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2} a_{pm,k} \times \right. \\ & \left. \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \Big|_{r_{k-1}}^{r_k} \frac{1}{\gamma_n^2} I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \quad (52) \end{aligned}$$

$$Q_2 = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \frac{\partial^2 \Psi(r, z_z)}{\partial r^2} r dr dz_z =$$

$$= \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ - \frac{G_s + G_z}{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2} a_{pm,k} \times \right. \\ \times \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \left. \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \frac{1}{\gamma_n^2} \times \\ \times \left[\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right)^{2p+2}}{p!(p+1)!(p+1)} - \gamma_n I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \right] \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \quad (53)$$

$$Q_3 = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \frac{\partial \Psi(r, z_z)}{\partial z_z} r dr dz_z = \\ = \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \times \\ \times \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \quad (54)$$

$$Q_4 = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{um,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z = \\ = \sum_m \sum_k a_{um,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ - \frac{G_s + G_z}{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2} a_{pm,k} \times \right. \\ \times \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \left. \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}. \quad (55)$$

Используя вышеуказанные обозначения, получим

$$\Theta_a = \frac{1}{\alpha+1} \frac{S}{Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4}; \quad (56)$$

$$\Theta_c = \frac{1}{2} \frac{S}{Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4}. \quad (57)$$

Кроме того, для определения параметров P_{sa} , P_{ga} , а также P_{sc} и P_{gc} рассчитаем интеграл

$$P = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} [\Psi(r, z_z)]^a r dr dz_z, \quad (58)$$

для чего применим приближенный метод, а также

$$P' = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{om,k} \Psi(r, z_z) r dr dz_z = \\ = \sum_m \sum_k a_{om,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ - \frac{G_s + G_z}{\pi \gamma_n^2 + \pi a_{um,k} r_w^2} a_{pm,k} \times \right. \\ \times \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2 + a_{um,k} r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \left. \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}. \quad (59)$$

Отсюда

$$P_{sa} = (2\pi)^2 a_{\sigma}^a P (Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4); \quad (60)$$

$$P_{sc} = (2\pi)^2 P' (Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4); \quad (61)$$

Вологодская областная научная библиотека

$$P_{ga} = \frac{(2\pi)^{\frac{1-\alpha}{\alpha}}}{a_{\sigma}} \frac{Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4}{P^{1/\alpha}}; \quad (62)$$

$$P_{gc} = \frac{Q_1 - Q_2 + Q_3 + Q_4}{P'}. \quad (63)$$

С помощью системы уравнений (48) или (49) были определены значения активной проводимости и тока для небольшого шага Δt . Затем была определена напряженность электрического поля на основании уравнения

$$E_z = \frac{i}{gl_z}, \quad (64)$$

а также распределение потенциала теплового потока

$$S_i(r, z_z) = \exp \left[- \frac{\pi r_w^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} (a_{\sigma m,k} E_z^2 - a_{um,k}) z_z \right] \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} C_n \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right), \quad (65)$$

где

$$C_n = B_n \exp \left[- \frac{\pi r_w^2 a_{um,k} + \pi \gamma_n^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_{p0} \right]; \quad (66)$$

z_{p0} — расстояние от точки начала разряда переменного тока до конца столба дуги постоянного тока.

Для найденного распределения потенциала теплового потока были определены новые значения параметров Θ и P_g с использованием уравнений

$$\Theta = \frac{1}{2} \frac{R}{V_1 - V_2 + V_3 + V_4}; \quad (67)$$

$$P_g = \frac{V_1 - V_2 + V_3 + V_4}{y}, \quad (68)$$

где

$$R = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{Hm,k} S_i(r, z_z) r dr dz_z = \\ = \sum_m \sum_k a_{Hm,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ - \frac{(G_s + G_z) a_{pm,k}}{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2} \times \right. \\ \times \exp \left[- \frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \left. \right\} \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ \times \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \quad (69)$$

$$V_1 = \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} - \frac{1}{r} \frac{\partial S_i(r, z_z)}{\partial r} r dr dz_z =$$

$$= \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ - \frac{(G_s + G_z) a_{pm,k}}{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2} \times \right.$$

$$\begin{aligned} & \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ & \times \frac{1}{\gamma_n^2} I_0 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \\ V_2 = & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \frac{\partial^2 S_i(r, z_z)}{\partial r^2} r dr dz_z = \\ = & \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ -\frac{(G_s + G_z) a_{pm,k}}{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2} \times \right. \\ & \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ & \times \frac{1}{\gamma_n^2} \left[\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p \left(\frac{\gamma_n}{2r_w} r \right)^{2p+2}}{p!(p+1)!(p+1)} - \gamma_n I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \right] \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \\ V_3 = & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \frac{\partial S_i(r, z_z)}{\partial z_z} r dr dz_z = \\ = & \sum_m \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} B_n \frac{G_s + G_z}{\pi r_w^2} a_{pm,k} \times \\ & \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ & \times \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \\ V_4 = & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{um,k} S_i(r, z_z) r dr dz_z = \\ = & \sum_m \sum_k a_{um,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ -\frac{(G_s + G_z) a_{pm,k}}{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2} \times \right. \\ & \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ & \times \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}; \\ y = & \int_0^{l_z} \int_0^{r_w} \sum_{m,k} a_{om,k} S_i(r, z_z) r dr dz_z = \\ = & \sum_m \sum_k a_{om,k} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left\{ -\frac{(G_s + G_z) a_{pm,k}}{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2} \times \right. \\ & \times \exp \left[-\frac{\pi \gamma_n^2 + \pi r_w^2 a_{um,k} - \pi r_w^2 a_{om,k} E_z^2}{(G_s + G_z) a_{pm,k}} z_z \right] \Big|_{l_{m-1}}^{l_m} \times \\ & \times \frac{r_w}{\gamma_n} r I_1 \left(\frac{\gamma_n}{r_w} r \right) \Big|_{r_{k-1}}^{r_k}. \end{aligned}$$

Затем, увеличивая шаг времени на Δt и используя новые значения параметров, были проведены расчеты тока, активной проводимости дуги и параметров в уравнении динамической дуги. С помощью разработанной модели электрической дуги были определены зависимости напряжения дуги, тока и активной проводимости дуги от времени,

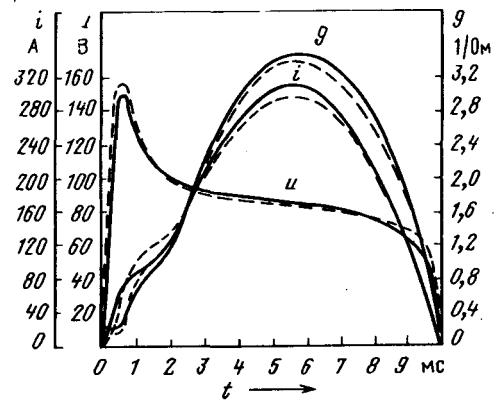


Рис. 2. Кривые изменения тока, напряжения и активной проводимости дуги: $E_m = 332$ В; $L = 1,45 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R = 0,33$ Ом; $I = 120$ А; $G_s = 1,65$ г/с; $G_z = 0,8$ г/с; — результаты расчетов; —— данные эксперимента

представленные на рис. 2, где указаны также экспериментальные изменения, определенные как средние по 20 измерениям. Несмотря на некоторые отличия между расчетными и измеренными значениями, достигнута удовлетворительная точность метода расчета с учетом сложности процессов, возникающих в дуговом разряде.

Выводы. 1. Представленная модель электрической дуги, стабилизированной потоком газа, учитывает специфические условия в разрядной камере однофазного плазмотрона, т. е. вихревую стабилизацию электрической дуги и метод обеспечения непрерывного горения дуги, путем догрева газа в межэлектродном пространстве с помощью вспомогательного дугового разряда постоянного тока.

2. Затем уравнение электрической дуги решалось вместе с уравнением цепи, что позволило определить изменения тока, активной проводимости и напряжения дуги. Эти изменения были проверены опытами, которые показали, что представленная модель электрической дуги правильно описывает качественные и количественные макроскопические явления, выступающие в электрической дуге.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент № 7900328 (Франция), 1979.
2. Патент № 3024350 (США), 1962.
3. Патент № 1469629 (Франция), 1967.
4. Патент № 135746 (Польша), 1985.
5. Патент № 1472761 (Франция), 1969.
6. Андреева О. В., Заруди М. Е., Зибер И. А. Свойства газов при высоких температурах.— М.: Энергия, 1969.
7. Devoto R. S. Transport coefficients of ionized argon.— The Physics of Fluids, 1973, vol. 16, N 5.
8. Енин В. Е., Матыцин А. П., Попенко В. С. Исследование параметров электрической дуги в аргоне.— Сварочное производство, 1967, № 8.
9. Kopainsky J. Strahlungstransportmechanismus und Transportkoeffizienten in Ar-Hochdruckbogen.— Z. Physik, 1971, N 248.

10. Kopainsky J. Messungen am Ar-Hochdruckbogen.—
Z. Physic, 1971, N 248.
11. Mayr O. Beitrage zur Theorie des statischen und
dynamischen Lichtbogens. Archiv. f. Elektrotechnik, 1943, Bd 37.
12. Cassie A. M. Arc rupture and circuit severity.—
CIGRE, 1939, Rep. N 102.
13. Champion K. S. W. The energy balance equation for
the positive columns of high pressure arcs.— Proc. Phys. Soc.,
1953, vol. BL XVI.
14. Lowke J. J., Ludwig C. H. A simple model for high—
current arcs stabilized by forced convection.— J. Appl. Phys.,
1970, N 46.
15. Lowke J. J., Zollweg R. G., Liebermann R. W. Theoretical
description of a. c. arcs in mercury and argon.— J. of
Appl. Phys., 1975, vol. 46, N 2.

[27.09.89]

УДК 621.314.6.001.24

Трансформаторно-вентильные преобразователи с индуктивными фильтрами для автономных электроэнергетических установок

БУТ Д. А., доктор техн. наук

Московский авиационный институт

Трансформаторно-вентильные преобразователи играют важную роль в автономных электроэнергетических установках (АЭУ), обеспечивая взаимное преобразование энергии переменного и постоянного тока с требуемым изменением напряжения, а также стабилизацию и регулирование параметров электроэнергии. В большинстве случаев характерные мощности трансформаторно-выпрямительных (ТВП) и трансформаторно-инверторных (ТИП) преобразователей для АЭУ составляют от единиц до сотен киловатт при напряжениях до 1 кВ. Жесткие требования к массо-габаритным показателям АЭУ определяют повышенные электромагнитные и тепловые нагрузки ТВП и ТИП по сравнению с их общепромышленными аналогами. Такие преобразователи, как правило, имеют относительно высокие значения плотности тока, частоты, индукции в сердечнике трансформатора, температуры, допустимого падения напряжения по естественной внешней характеристике, которое может компенсироваться благодаря регулированию вентиляй (тиристоров). Сердечники трансформаторов обычно изготавливаются из однотипных штампованных листов стали или навиваются из стальной ленты и имеют прямоугольное сечение стержней, а обмотки выполняются в виде катушек прямоугольной (или близкой к ней) формы с относительно высокими коэффициентами заполнения сечения активным проводом. Характеристики преобразователей могут существенно зависеть не только от индуктивного, но и от активного сопротивления обмоток трансформатора, а также процессов коммутации и регулирования вентиляй. Перечисленные особенности преобразователей для АЭУ требуют модификации традиционных методов анализа и расчета трансформаторов (см. например, [1]), работающих совместно с регулируемыми тиристорными выпрямителями и инверторами.

Трансформаторно-выпрямительные преобразователи (ТВП). Общая схема ТВП приведена на рис. 1. Она содержит трансформатор T_p , тиристорный выпрямитель B с системой управления $СУ$ и дроссель Δ , сглаживающий пульсации выпрямленного тока I_d . Мгновенные значения напряжений $u(\theta)$ и токов $i(\theta)$ (где $\theta = \omega t$) смежных фаз m -фазного преобразователя непосредственно за выпрямителем характеризуются кривыми на рис. 2 (для анодной группы вентиляй). Момент включения тиристоров определяется углом управления α , коммутация происходит в пределах угла γ . В межкоммутационные периоды вторичный ток трансформатора равен выпрямленному току I_d , а в период коммутации $i_2 = I_d \theta / \gamma$ для включающегося вентиля и $i_2 = I_d(1 - \theta / \gamma)$ для отключающегося вентиля, т. е. коммутация считается линейной [2, 3]. Коэффициент мощности вторичной цепи трансформатора $\cos \varphi_2$.

Процессы в ТВП описываются известными соотношениями для углов γ , φ_2 и выпрямленного напряжения U_d [2, 3]:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{X_{k2} I_d}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} E_2} \right] - \alpha; \quad (1)$$

$$\varphi_2 \approx \alpha + 0.5\gamma; \quad (2)$$

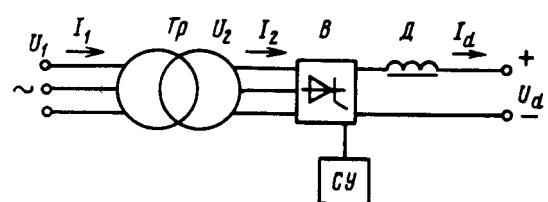


Рис. 1

$$U_d = \frac{\sqrt{2}n_n m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_2 \cos \alpha, \quad (3)$$

а также выражениями для коэффициентов тока и использования (для вторичной обмотки), аналогичными таковым для вентильных генераторов [4]:

$$k_i = \frac{I_2}{I_d} = \sqrt{n_n \left(\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi} \right)}; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} k_{ic} &= \frac{P_d}{m E_2 I_2} = \frac{\sqrt{2}n_n \sin \frac{\pi}{m} k_{U_2} \cos \alpha}{\pi k_i} = \\ &= \frac{\sqrt{2}n_n \sin \frac{\pi}{m} k_{U_2} \cos \alpha}{\pi \sqrt{\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi}}}. \end{aligned} \quad (5)$$

В этих уравнениях I_2 — действующее значение вторичного тока трансформатора:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{n_n}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}-\gamma} \left(I_d \frac{\theta}{\gamma} \right)^2 d\theta + \int_0^{\frac{2\pi}{m}-\gamma} I_d^2 d\theta + } \\ &\quad + \int_0^{\gamma} I_d^2 \left(1 - \frac{\theta}{\gamma} \right)^2 d\theta}; \end{aligned} \quad (6)$$

E_2 и U_2 — действующие значения э. д. с. и напряжения вторичной обмотки трансформатора; $P_d = U_d I_d$; n_n — число используемых полупериодов волны напряжения ($n_n = 1$ для схем с нулевой точкой, $n_n = 2$ для мостовых схем); X_{k2} — коммутационное индуктивное сопротивление, приведенное ко вторичной стороне трансформатора и включающее в себя индуктивные сопротивления рассеяния первичной (X'_1) и вторичной (X_2) обмоток. Очевидно, X_{k2} равно индуктивному сопротивлению к. з. трансформатора. При записи (3) и (5) предполагается, что коммутационное падение напряжения осреднено по всему периоду волны напряжения и учтено в значении величины U_2 , связанной с E_2 коэффициентом $k_{U_2} = U_2/E_2 < 1$.

Таким образом, разрабатываемый подход основан на традиционном использовании первых гармоник напряжения и тока для приближенного анализа трансформатора, при этом процессы регулирования и коммутации учитываются соответствующим значением угла φ_2 .

Вводя относительный параметр $\hat{X}_{k2} = X_{k2} I_{2n}/U_{2n} = X_{k2}/Z_{2n}$, где индекс «н» относится к номинальному режиму, перепишем (1) в виде

$$\psi_n = \arccos \left(\cos \alpha_n - \frac{\hat{X}_{k2} k_{U_2}}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} k_{in}} \right) - \alpha_n. \quad (7)$$

Уравнения (1) — (7) позволяют перейти к расчету трансформатора.

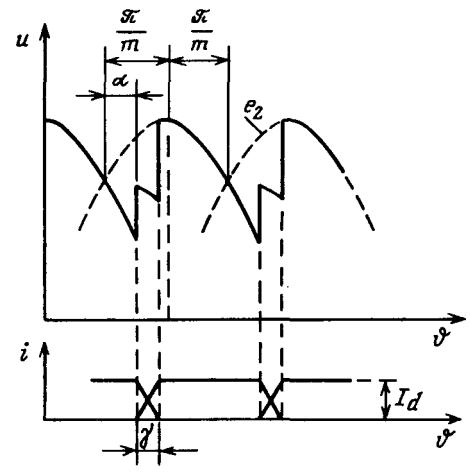


Рис. 2

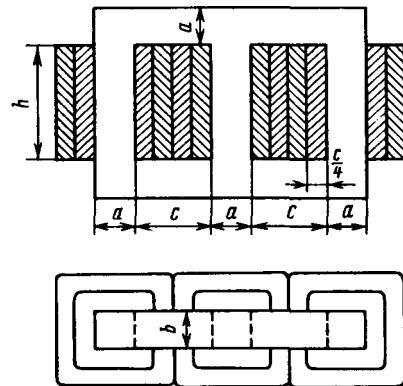


Рис. 3

Рассмотрим наиболее часто используемый в АЭУ трехфазный стержневой трансформатор (рис. 3), работающий на трехфазный мостовой выпрямитель ($n_n = 2, m = 3$). На каждом стержне с поперечным сечением $a \times b$ расположены фазные первичная и вторичная обмотки, заполняющие сечение окна $c \times h$. Смежные обмотки на фронтальном разрезе заштрихованы в разные стороны (рис. 3). Реальные зазоры между обмотками, обмотками и сердечником, каналами охлаждения и толщина изоляции учитываются интегрально коэффициентом заполнения окна сердечника проводом k_3 , который принимается равным для первичной и вторичной обмоток [5]. Выбранная модель в большинстве случаев пригодна для приближенного анализа компактных трансформаторов АЭУ средней мощности при средних рабочих напряжениях ($P_d \approx 10 \div 100$ кВт, $U_d \approx 10 \div 1000$ В). Плотность тока в обмотках j и их расчетная толщина считаются одинаковыми. Таким образом, после взаимного приведения первичная и вторичная обмотки являются идентичными. Намагничивающим током, создающим рабо-

чий магнитный поток и синусоидальные э. д. с. в обмотках, пренебрегаем, так как мощность трансформатора относительно велика [6]. Поэтому $I_1 w_1 = I_2 w_2$, где w_1 и w_2 — числа витков обмоток [2, 6]. При сделанных допущениях имеем

$$I_1 = jck_3/(4w_1); \quad I_2 = jck_3/(4w_2). \quad (8)$$

Напряжение вторичной обмотки

$$U_2 = k_{U_2} E_2 = \pi \sqrt{2} k_{U_2} k_c f w_2 ab B_m, \quad (9)$$

где

$$k_{U_2} \approx 1 - 0,5 \Delta \hat{U}; \quad (10)$$

k_c — коэффициент заполнения сердечника сталью; f — частота; B_m — амплитуда индукции в стержне; $\Delta \hat{U} = \Delta U' / E_2$; $\Delta U'$ — полное падение напряжения в трансформаторе, приведенное ко вторичной обмотке.

Формула (10) предполагает равное приведенное падение напряжения на первичной и вторичной обмотках ввиду их идентичности [5].

Мощность вторичной обмотки согласно (8) и (9)

$$S_2 = m U_2 I_2 = 0,75 \pi \sqrt{2} k_c k_{U_2} f j B_m b c^* h a^4, \quad (11)$$

где $b^* = b/a$; $c^* = c/a$; $h^* = h/a$.

Если обмотки трансформатора имеют идентичное соединение (в мостовых схемах), то мощность первичной обмотки

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = S_2 (1 + \Delta \hat{U}), \quad (12)$$

где U_1 , I_1 — действующие значения первичных напряжения и тока.

Важнейшими параметрами трансформатора являются индуктивное и активное сопротивления к. з. Так как к выпрямителю подключена вторичная обмотка, удобно привести эти параметры ко вторичной стороне, считая при этом роль обмоток одинаковой [6]. Проводя приближенное интегрирование магнитной индукции поля рассеяния прямоугольных обмоток по аналогии с цилиндрическими обмотками [7], получим индуктивное сопротивление к. з., приведенное ко вторичной стороне

$$X_{k2} = X'_1 + X_2 \approx 2X_2 = \frac{2\pi}{3h} \mu_0 k_R f w_2^2 c^* (1 + b^* + c^*) a, \quad (13)$$

где k_R — коэффициент Роговского ($k_R \approx 0,93 - 0,98$).

При выводе (13) зазор между первичной и вторичной обмотками считался малым по сравнению с их толщиной, что имеет место в высокопользованных трансформаторах АЭУ при напряжениях до 1 кВ.

С учетом (8) и (9) Вологодская областная универсальная научная библиотека

$$X_{k2}^* = X_{k2} I_{2H} / U_{2H} = \frac{\sqrt{2} \mu_0 k_R k_{U_2} f w_2^2 (1 + b^* + c^*) a}{12 k_{U_2} k_c b B_m}. \quad (14)$$

Аналогичным образом активное сопротивление к. з. трансформатора, приведенное ко вторичной стороне,

$$R_{k2} = R'_1 + R_2 \approx 2R_2 = \frac{16 \rho w_2^2 (1 + b^* + c^*)}{k_c b a}, \quad (15)$$

а его относительное значение

$$R_{k2}^* = R_{k2} I_{2H} / U_{2H} = \frac{4 \rho j (1 + b^* + c^*)}{\pi \sqrt{2} k_{U_2} k_c f b B_m a}, \quad (16)$$

где ρ — удельное сопротивление материала провода при заданной рабочей температуре. Средняя длина витка обмоток при выводе (15) и (16) принималась равной $2a(1 + b^* + c^*)$.

В общем случае при повышенных частотах величины R_{k2} и R_{k2}^* дополнительно зависят от f из-за эффектов вытеснения тока, которые учитываются соответствующими коэффициентами [1]. При малом сечении проводов (что может достигаться, в частности, использованием многожильных транспонированных проводов) влияние этих эффектов не будет значительным.

Роль активного сопротивления по отношению к индуктивному определяется параметром

$$r = \frac{R_{k2}}{X_{k2}} = \frac{24 \rho}{\pi \mu_0 k_R k_c b^2 a^2}. \quad (17)$$

Значение r тем меньше, чем выше частота и крупнее трансформатор. Номинальное относительное падение напряжения в трансформаторе $\Delta \hat{U}_H^* = (U'_1 - U_{2H}) / U'_1$ выражается через относительные значения активного и индуктивного сопротивлений к. з., приведенных к первичной обмотке [9]:

$$\Delta \hat{U}_H^* \approx R_{k1}^* \cos \varphi_{2H} + X_{k1}^* \sin \varphi_{2H}, \quad (18)$$

где

$$R_{k1}^* = (R_1 + R'_2) I_{1H} / U_{1H}; \quad X_{k1}^* = (X_1 + X'_2) I_{1H} / U_{1H}. \quad (19)$$

Как легко показать, с учетом $(1 - \Delta \hat{U}) \approx \approx k_{U_2}^2$ имеем

$$R_{k1}^* \approx k_{U_2}^2 R_{k2}^*, \quad X_{k1}^* \approx k_{U_2}^2 X_{k2}^*, \quad (20)$$

поэтому

$$\Delta \hat{U}_H^* \approx k_{U_2}^2 (R_{k2}^* \cos \varphi_{2H} + X_{k2}^* \sin \varphi_{2H}) =$$

$$= k_{U_2}^2 X_{k2}^* (r \cos \varphi_{2H} + \sin \varphi_{2H}). \quad (21)$$

напряжение к. з. трансформатора

$$u_k = \frac{*}{Z_{k1}} = \sqrt{\frac{*}{R_{k1}^2} + \frac{*}{X_{k1}^2}} \approx k_{U2}^2 \frac{*}{X_{k2}} \sqrt{r^2 + 1} \quad (22)$$

и соответственно

$$\Delta U_h = u_k(r \cos \varphi_{2h} + \sin \varphi_{2h}) / \sqrt{r^2 + 1}. \quad (23)$$

Из (14), (16) и (21) следует

$$j = \frac{12k_c^* B_m \Delta U_h}{\sqrt{2} k_{U2}^* k_3^* k_R^* \mu_0 c^* (1 + b^* + c^*) (r \cos \varphi_{2h} + \sin \varphi_{2h}) a}. \quad (24)$$

Подставляя (24) в (11), получаем с учетом (17)

$$S_2 = \frac{9\pi k_c^* b^* h B_m^2 \Delta U_h a^3}{\mu_0 k_R^* (1 + b^* + c^*)} \left(\frac{24\rho \cos \varphi_{2h}}{k_3 \pi \mu_0 k_R^* c^* a^2} + \sin \varphi_{2h} \right)^{-1} \quad (25)$$

При незначительной роли активного сопротивления, когда $r \cos \varphi_{2h} \ll \sin \varphi_{2h}$, имеем:

$$j = \frac{12k_c k_{U2}^* b^* X_{k2} B_m}{\sqrt{2} \mu_0 k_R^* k_3^* (1 + b^* + c^*) a}; \quad (26)$$

$$a = \sqrt{\frac{\mu_0 k_R^* (1 + b^* + c^*) S_2}{9\pi k_c^* B_m^2 b^* h f^* k_{U2}^* X_{k2}}}; \quad (27)$$

$$\Delta U_h \approx k_{U2}^* X_{k2} \sin \varphi_{2h}; \quad (28)$$

$$u_k \approx k_{U2}^* X_{k2} = X_{k1}. \quad (29)$$

Активная масса трансформатора складывается из массы стали M_{ct} и массы провода M_{np} :

$$M_{tpa} = M_{ct} + M_{np} = \gamma_{ct} k_c a^3 b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{np} k_3 a^3 c^* h^* (1 + b^* + c^*), \quad (30)$$

где γ_{ct} и γ_{np} — плотности стали и провода.

Удельная активная масса трансформатора с учетом (11) и (12)

$$m_{tpa} = \frac{M_{tpa}}{0.5(S_1 + S_2)} = \frac{0.6[\gamma_{ct} k_c b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{np} k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*)]}{(2 + \Delta U_h) k_c k_3 k_{U2}^* f^* b^* h^* B_m^2 j a}. \quad (31)$$

С учетом (11) имеем $m_{tpa} \sim S^{-1/4}$ [1]. Полная масса и удельная масса трансформатора могут оцениваться как $M_{tp} \approx k_{tp} M_{tpa}$, $m_{tp} \approx k_{tp} m_{tpa}$, где k_{tp} — конструктивный коэффициент трансформатора, учитывающий массу изоляции, конструктивных элементов, токовыводов и т. п. Для трансформаторов АЭУ коэффициент $k_{tp} \approx 1,1 \div 1,3$. Если считать, что в (31) значение c^* может меняться независимо от остальных величин, то минимум m_{tpa} согласно условию $\frac{dm_{tpa}}{dc^*} = 0$ достигается при

$$c_{opt}^* = \sqrt{\frac{\gamma_{ct} k_c b^* (2 + h^*)}{\gamma_{np} k_3 h^*}}. \quad (32)$$

Такая оптимизация [5], однако, является весьма условной, так как при заданных b^* , h^* и $j = \text{const}$, $a = \text{const}$, $B_m = \text{const}$ варьирование c^* , как следует из (14), (16), (21), (22), может привести к нерациональным значениям ΔU_h и u_k .

Если, с другой стороны, зафиксировать u_k и выразить величину ja в (31) из (26), то для случая $r \ll 1$, $r \cos \varphi_{2h} \ll \sin \varphi_{2h}$ получим с учетом (23) и (29)

$$m_{tpa} = \frac{0.0707 \mu_0 k_R^* (1 + b^* + c^*) [\gamma_{ct} k_c b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{np} k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*)]}{k_c^* b^* h^* f^* B_m^2 u_k (2 + u_k \sin \varphi_{2h})} \rightarrow$$

$$+ 3\gamma_{np} k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*)] \quad (33)$$

Из (33) становится ясной необходимость увеличения B_m , u_k , f в трансформаторах АЭУ. Повысить допустимые значения B_m до 1,5—1,8 Тл можно применяя высококачественные магнитные стали (типа 27КХ, 49КФ2—ВИ и др.), а увеличить u_k до 0,1—0,15 [6] возможно при использовании тиристорных регулируемых выпрямителей (в нерегулируемых ТВП при таких u_k будут иметь место недопустимо высокие изменения выпрямленного напряжения при изменении тока нагрузки). Повышение f в АЭУ рационально до нескольких килогерц (при более высоких частотах сложно отводить потери от сердечника, резко возрастает роль эффектов вытеснения тока и т. п.). Следует заметить, что зависимость удельной массы от частоты f будет менее резкой, чем $m_{tpa} \sim f^{-1}$, поскольку при больших f необходимо снижать B_m из-за потерь в стали [5]. Кроме того, при больших f будет падать k_c , так как должна уменьшаться толщина стальных листов.

Заметим, что увеличение u_k обычно должно сопровождаться некоторым ростом номинальных значений α (и соответственно снижением $\cos \varphi_2$) для возможности стабилизации U_d путем снижения α при перегрузках. Кроме того, увеличенным u_k соответствуют повышенные значения угла γ . Уменьшение $\cos \varphi_2$, в свою очередь, может повлиять на массу других элементов установки, хотя, как правило, это влияние несущественное.

Потери в проводах обмоток трансформатора

$$\Delta p_{np} = j^2 \rho M_{np} / \gamma_{np} = 3j^2 \rho k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*) a^3. \quad (34)$$

Потери в стали

$$\Delta p_{ct} = k_0 p_0 B_m^2 (f/400)^{1.5} M_{ct} = k_0 p_0 B_m^2 (f/400)^{1.5} \gamma_{ct} k_c b^* (3h^* + 4c^* + 6) a^3, \quad (35)$$

где p_0 — удельные потери в стали при $f=400$ Гц и $B_m=1$ Тл; k_0 — технологический коэффициент [8].

В номинальном режиме к. п. д. трансформатора

$$\eta_{tp} = \frac{S_{2n} \cos \varphi_{2n}}{S_{2n} \cos \varphi_{2n} + \Delta p_{np} + \Delta p_{ct} + \Delta p_{dob}}, \quad (36)$$

где Δp_{dob} — добавочные потери, учитывающие потери от высших гармоник тока, в защитных RC -контурах и т. п.: детальный учет этих потерь представляет самостоятельную задачу.

Параметры сглаживающего дросселя находятся так же, как в схемах с вентильными генераторами [4].

Тиристоры выбираются по среднему току $I_V = I_d/m$. Потери в выпрямителе

$$\Delta p_v = N(U_0 I_V + k_\phi^2 r_t I_V^2),$$

где N — число тиристоров; U_0 — пороговое напряжение; r_t — дифференциальное сопротивление тиристора; k_ϕ — коэффициент формы тока, зависящий от схемы выпрямителя и угла α [11] (для $m=3$, $n_p=2$, $\alpha < 60^\circ$ имеем $k_\phi \approx 1,73 \div 2,1$).

Активная масса ТВП

$$M_a = M_{tra} + M_t + M_{da}, \quad (37)$$

где M_t — масса тиристоров (без системы охлаждения); M_{da} — активная масса дросселя.

Удельная активная масса ТВП

$$m_a = M_a / P_a. \quad (38)$$

Переход от активной массы к полной массе ТВП в первом приближении может осуществляться с помощью конструктивного коэффициента: $M = k M_a$, где значение k зависит от типа и условий работы АЭУ и может меняться в широких пределах (например, при использовании сильноточных тиристоров с воздушным охлаждением значительный вклад в массу ТВП могут давать радиаторы).

Коэффициент полезного действия ТВП

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Sigma \Delta p}, \quad (39)$$

где

$$\Sigma \Delta p = \Delta p_{ct} + \Delta p_{np} + \Delta p_v + \Delta p_d + \Delta p_{dob}. \quad (40)$$

Добавочные потери Δp_{dob} могут включать потери на охлаждение, например, с помощью вентилятора.

Расчет ТВП для случая $r \cos \varphi_2 \ll \sin \varphi_2$, когда можно пренебречь активным сопротивлением трансформатора, проводится следующим образом.

Для заданных P_{dH} , U_{dH} , I_{dH} , U_{1H} и α_H (с учетом требуемого диапазона регулирования U_d или стабилизации U_{dH} при допустимых перегрузках)

выбирается параметр \hat{X}_{k2} в пределах 0,05—0,2 (меньшие значения для большей мощности).

Предварительное задание параметра \hat{X}_{k2} , имеющего наглядный физический смысл, в методическом плане аналогично, например, традиционному заданию относительного продольного индуктивного сопротивления \hat{X}_d при расчете синхронных генераторов. Значение \hat{X}_{k2} при $r \ll 1$ согласно (29) примерно равно u_k . По \hat{X}_{k2} из (7) и (4) находятся γ_H и k_{ih} (итерациями). Для трехфазного мостового ТВП и типичных значений $\gamma \approx 0,1 \div 0,5$ рад коэффициент k_i согласно (4) меняется от 0,79 до 0,81 и может приниматься постоянным. Тогда γ_H находится непосредственно из (7) при $k_{U2}=1$, после чего определяется φ_{2H} по (2). Далее из (21) и (10) с учетом $k_{U2}^2 \approx 1 - \Delta \hat{U}_H$ можно найти $\Delta \hat{U}_H$:

$$\Delta U_H = \hat{X}_{k2} \sin \varphi_{2H} / (1 + \hat{X}_{k2} \sin \varphi_{2H}) \quad (41)$$

и u_k по (29). Для полученного значения $k_{U2} = 1 - 0,5 \Delta \hat{U}_H$ уточняются итерациями значения γ_H , φ_{2H} и $\Delta \hat{U}_H$.

Если $\Delta \hat{U}_H$ и u_k не удовлетворяют вводимым ограничениям, следует задаться другим значением \hat{X}_{k2} и провести расчетные итерации. Еще раз отметим, что в трансформаторах АЭУ с регулируемыми выпрямителями $\Delta \hat{U}_H$ и u_k могут быть заметно больше, чем в обычных трансформаторах.

При расчете ТВП для рассматриваемого случая малых r можно вместо \hat{X}_{k2} изначально задаваться $\Delta \hat{U}_H$, затем из (7) и (28) с учетом (4) и (2) находить \hat{X}_{k2} и γ_H итерациями.

Определив γ_H и k_{U2} , находим по (5) k_{ic} и $S_{2H} = P_d k_{U2} / k_{ic}$. Далее с учетом конструктивных ограничений, используемых материалов, вида охлаждения и уровня рабочего напряжения выбира-

ются k_c , k_3 , b , h , c . При этом в ряде случаев можно воспользоваться известными рекомендациями по рациональной геометрии сердечников трансформаторов [5]. В приближенных расчетах параметр c оценивается по (32). Затем определяется a по (27) и j по (26). Значение j должно согласовываться с выбранной системой охлаждения ТВП. В противном случае можно изменить исходное значение \hat{X}_{k2} (или $\Delta \hat{U}_H$) и провести итерационные расчеты. С учетом (30), (31) определяются предварительные значения M_{tra} и m_{tra} и проверяется их соответствие ограничениям технического задания. Далее рассчитываются числа витков обмоток:

$$w_1 = \frac{U_{1H}}{k_{U1} \sqrt{2f B_m k_c a^2 b}}; \quad (42)$$

$$w_2 = \frac{U_{2n}}{k_{U2} \pi \sqrt{2} f B_m k_c a^2 b}, \quad (43)$$

где U_{2n} находится по (3), а

$$k_{U1} = U_1/E_1 = 1 + 0.5\Delta U_n, \quad (44)$$

причем значения w_1 и w_2 округляются до целых величин с соответствующей коррекцией остальных показателей (например, с учетом (8) может уточняться j). Сечения проводов первичной и вторичной обмоток определяются как $S_{\text{пр}1,2} = \frac{ch k_3}{4 w_1,2}$.

При переходе к стандартным значениям $S_{\text{пр}}$ также могут уточняться остальные показатели. По (34) — (36) рассчитываются потери и к. п. д. трансформатора, а затем S_{1n} по (12) и далее $\cos \varphi_{1n}$:

$$\cos \varphi_{1n} \approx S_{2n} \cos \varphi_{2n} / (\eta_{\text{тр}} S_{1n}). \quad (45)$$

В зависимости от U_{dn} и I_{dn} выбирается тип и число тиристоров, оцениваются потери Δp_s , рассчитывается дроссель [4]. Наконец, определяется активная масса и к. п. д. ТВП по (37) — (40).

Когда значение активного сопротивления R_{k2} существенно, расчет ТВП усложняется незначительно. В данном случае удобно задавать ΔU_n , исходя из ограничений технического задания или общих рекомендаций. При фиксированных U_{1n} , P_{dn} , U_{dn} , α_n , B_m , f , k_c , k_3 , \tilde{b} , \tilde{h} , \tilde{c} выбирается начальное значение γ_n ($0.1 \leq \gamma_n \leq 0.3$ рад, γ_n тем больше, чем меньше α_n и чем больше ΔU_n и, соответственно, ток), по (5) находится $k_{\text{ис}}$ и S_{2n} , а затем размер a согласно (25) как корень уравнения

$$\frac{S_{2n} \mu_0 k_R \tilde{c} (1 + \tilde{b} + \tilde{c})}{9\pi f B_m^2 k_c^2 \tilde{b}^2 \tilde{h} \Delta U_n} - \frac{a^3}{24p \cos \varphi_{2n}} = 0. \quad (46)$$

Нахождение a легко осуществляется, например, графически, так как вычитаемое в (46) достаточно монотонно зависит от a . Затем определяется r по (17) и X_{k2} по (21) с учетом $k_{U2}^2 \approx 1 - \Delta U_n$:

$$X_{k2} = \frac{\Delta U_n}{(1 - \Delta U_n)(r \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{2n})}. \quad (47)$$

По (22) оценивается u_k и его значение сравнивается с допустимыми ограничениями. Затем находится γ_n по (7) в предположении $k_i = k_{ih} = \text{const}$ ($k_{ih} \approx 0.79 - 0.81$ для $m = 3$ и $n_h = 2$). Правильность выбора k_i для данного γ проверяется по (4). Если найденное значение γ_n сильно отличается (более чем на 10 %) от предварительно выбранного, проводятся итерационные расчеты γ_n , S_{2n} , a . По (24) находится j и сравнивается с допустимыми

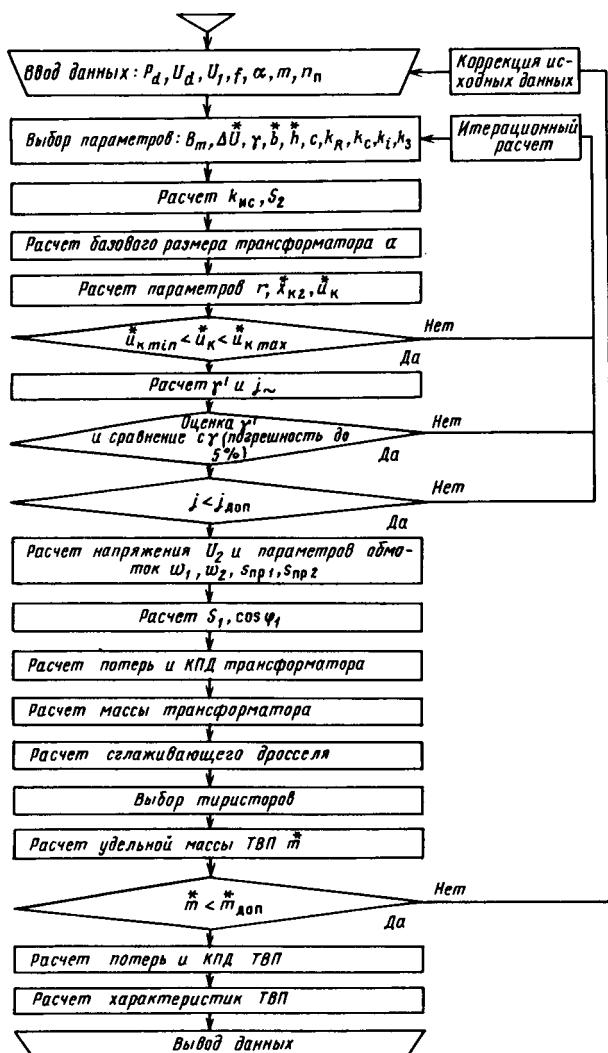


Рис. 4

ми значениями. Изменять j можно путем варьирования ΔU_n . Затем определяются U_{2n} из (3), w_1 , w_2 по (42), (43), $S_{\text{пр}1}$, $S_{\text{пр}2}$, S_1 , $\cos \varphi_1$, потери, к. п. д. и масса трансформатора (как и в предыдущем случае). Расчет выпрямителя и дросселя остается без изменений. Структурная схема алгоритма расчета ТВП приведена на рис. 4.

Заметим, что формулы (24), (25), (46) могут использоваться при независимом расчете трансформатора: по заданной мощности S_{2n} и при фиксированных f , k_c , k_3 , B_m , ΔU_n , \tilde{b} , \tilde{h} , $\tilde{c} = c_{\text{опт}}$ находим из (46) размер a , затем j по (24), габариты, массу и к. п. д. трансформатора по формулам (30) — (36).

Если вместо ΔU_n задано значение u_k , как это имеет место в традиционных расчетных схемах трансформатора, то, используя (17), (23), (24) и (11), получим выражение

$$S_2 = \frac{9\pi k_c^2 b^2 h B_m^2 \mu_k a^3}{\mu_0 k_R c (1 + b + c)} / \sqrt{1 + \left(\frac{24\rho}{\pi \mu_0 k_R k_s f c^2 a^2} \right)^2}, \quad (48)$$

из которого по заданной мощности находится базовый размер a при остальных фиксированных параметрах. При пренебрежении r подкоренное выражение в (48) равно единице и зависимость S_2 от a аналогична основной расчетной формуле трансформатора [1], а t_{tra} может оцениваться сразу по (33).

Внешняя характеристика ТВП может быть получена на основе соотношения (3), если принять, что выходное напряжение трансформатора U_2 снижается линейно с ростом тока и $k_i = \text{const}$, т. е.

$$U_2 = U'_1 \left(1 - \Delta U_h \frac{I_d}{I_{dh}} \right), \quad (49)$$

где $U'_1 = U_1 \frac{\omega_2}{\omega_1}$.

В соответствии с (1)

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{X_{k2} I_d}{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} U'_1 (1 - 0.5 \Delta U \frac{I_d}{I_{dh}})} \right] - \alpha, \quad (50)$$

где $X_{k2} = X_{k2}^* U_{2h} / I_{2h}$, U_{2h} определяется по (3), $I_{2h} = I_{dh} k_{ih}$; согласно (47)

$$\Delta U = \frac{X_{k2}^* (r \cos \varphi_2 + \sin \varphi_2)}{1 + X_{k2}^* (r \cos \varphi_2 + \sin \varphi_2)}. \quad (51)$$

Таким образом, при построении с помощью (3) внешних характеристик ТВП в (49) для каждого значения угла α необходимо подставлять свое значение ΔU_h при $I_d = I_{dh}$ (поскольку $\varphi_2 = \alpha + 0.5\gamma$), которое находится итерациями по (50) и (51).

Как видно из (3) и (49), внешние характеристики ТВП при принятых допущениях являются линейными. Необходимо иметь в виду, что при $m = 3$, $n_p = 2$ полученные формулы верны при $\gamma < \pi/3$, когда одновременно включены два или три (в период коммутации) вентиля [2, 3]. Обычно в ТВП $\gamma < \pi/3$.

Следует отметить, что исходные формулы (1)–(7) получены без учета влияния параметра R_{k2} на процессы коммутации, хотя от него зависят размеры трансформатора и его к. п. д. В большинстве случаев такой подход правомерен для трансформаторов АЭУ даже при соизмеримых значениях $r \cos \varphi_2$ и $\sin \varphi_2$, поскольку во время переключения вентиля коммутационная э. д. с.

$e_k = -X_{k2} \frac{di}{d\theta}$ благодаря быстрому изменению тока

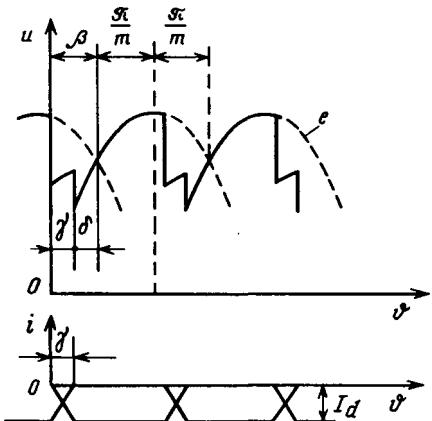


Рис. 5

существенно превышает iR_{k2} . Действительно, отношение $iR_{k2} \approx \frac{1}{2} I_d R_{k2}$ и $|e_k| \approx X_{k2} I_d / \gamma$ равно $0.5r\gamma$. Пренебречь активным сопротивлением коммутирующего контура можно при $0.5r\gamma \ll 1$. При мощностях более 5–10 кВт обычно $r \leq 0.3$, $\gamma \leq 0.5$ рад, $0.5r\gamma \leq 0.07$ и роль активного сопротивления в процессах коммутации будет несущественной.

Трансформаторно-инверторные преобразователи (ТИП). Как и ТВП, ТИП состоит из тиристорного преобразователя (инвертора) с системой управления (СУ), трансформатора и дросселя. В соответствии с направлением потока энергии первичной считается обмотка трансформатора, к которой подключены тиристоры, а вторичной — обмотка, подключенная к сети.

Со стороны сети к инвертору приложено синусоидальное напряжение U_2 , благодаря чему обеспечивается естественная коммутация тиристоров. Напряжения (э. д. с.) $u(\theta)$ и токи $i(\theta)$ на входе в инвертор, создаваемые в смежных фазах катодной группы вентилей, характеризуются кривыми на рис. 5. Момент включения каждого тиристора определяется углом опережения β , значение которого регулируется СУ и должно превышать $\beta_{min} = \delta_{min} + \gamma$, где $\delta_{min} = 2\pi ft_t$ (t_t — время выключения тиристора). Как и для ТВП, намагничающий ток трансформатора считается малым и $I_1 w_1 = I_2 w_2$.

Угол φ_1 , определяющий коэффициент мощности ТИП, находится как

$$\varphi_1 \approx \beta - 0.5\gamma. \quad (52)$$

Векторная диаграмма трансформатора в ТИП приведена на рис. 6. Поток Φ в сердечнике находит э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}'_2 (все величины приводятся к первичной обмотке). Со стороны трансформатора к вентилям приложена встречная э. д. с. $\dot{E} = \dot{E}_1 - R_1 I_1$, обеспечивающая их естественную коммутацию и опережающая по фазе ток I_1 на угол $\pi - \varphi_1$. Ток I_1 течет под действием фазного

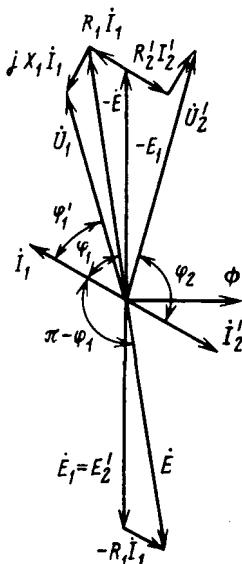


Рис. 6

напряжения $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + R_1 \dot{I}_1 + j X_1 \dot{I}_1$, создаваемого инвертором и дросселем и отстающего по фазе от I_1 на угол, близкий к φ_1 [12]. При уточненных расчетах угол между векторами \dot{I}_1 и \dot{U}_1 (в радианах) можно выразить как $\varphi_1 \approx \varphi_1 - I_1 X_1 \cos \varphi_1 / U_1$ и определять его итерациями.

Напряжение сети описывается вектором $\dot{U}'_2 = -\dot{E}'_2 + R'_2 \dot{I}'_2 + j X'_2 \dot{I}'_2$, причем вектор \dot{I}'_2 отстает от \dot{U}'_2 на угол $\varphi_2 > \pi/2$, загружая сеть реактивной мощностью. Коммутационное падение напряжения учитывается членами $j X_1 \dot{I}_1$ и $j X'_2 \dot{I}'_2$. Как непосредственно следует из рис. 6, падение напряжения в трансформаторе ТИП

$$\Delta U = U_1 - U'_2 \approx I_1 (R_{k1} \cos \varphi_1 - X_{k1} \sin \varphi_1)$$

и соответственно

$$\Delta U_n = (U_{1n} - U'_{2n}) / U_{1n} \approx \hat{X}_{k1} (r \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1).$$

При существенных значениях β и малых r (в мощных трансформаторах) $U'_2 > U_1$, а при значительных r и небольших β , наоборот, $U'_2 < U_1$.

При $r \cos \varphi_1 \approx \sin \varphi_1$ имеем $\Delta U \approx 0$. Таким образом, ΔU в ТИП при прочих равных условиях меньше, чем в ТВП.

Процессы в ТИП описываются соответствующими уравнениями для ТВП с заменой α на $(\pi - \beta)$ [2, 3]:

$$U_d = (\sqrt{2} n_n m / \pi) \sin(\pi/m) U_1 \cos \beta; \quad (53)$$

$$\gamma = \beta - \arccos \left(\cos \beta + \frac{\hat{X}_{k1}}{\sqrt{2} \sin(\pi/m) k_i} \right), \quad (54)$$

где k_i определяется по (4).

Бологоодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В предельном по устойчивости режиме ТВП [3]

$$\gamma_{np} = \arccos \left(\cos \delta_{min} - \frac{\hat{X}_{k1}}{\sqrt{2} \sin(\pi/m) k_i} \right) - \delta_{min}.$$

Коэффициент использования трансформатора

$$k_{nc} = \frac{P_d}{m E_1 I_1} = \frac{\sqrt{2} n_n \sin \frac{\pi}{m} k_{U1} \cos \beta}{\pi k_i} = \frac{\sqrt{2} n_n \sin \frac{\pi}{m} k_{U1} \cos \beta}{\pi \sqrt{\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi}}}. \quad (55)$$

Коммутационное индуктивное сопротивление ТИП $X_{k1} = X_1 + X'_2$ равно индуктивному сопротивлению к. з. трансформатора, приведенному к первичной обмотке, которая подключается к инвертору. Значение X_{k1} определяется на основе (13) с заменой w_2^2 на w_1^2 . Относительные значения индуктивного $\hat{X}_{k1} = X_{k1} I_{1n} / U_{1n}$ и активного $\hat{R}_{k1} = R_{k1} I_{1n} / U_{1n}$ сопротивлений трансформатора, приведенных к первичной обмотке, находятся по

тем же формулам (14) и (16), что и \hat{X}_{k2} и \hat{R}_{k2} . При этом в первом приближении можно принять $k_{U1} \approx k_{U2} \approx 1$, так как падение напряжения в ТИП заметно меньше, чем в ТВП из-за разных знаков слагаемых в правой части (18).

Для ТИП существенной мощности при малых значениях параметра $r = \hat{R}_{k1} / \hat{X}_{k1} = \hat{R}_{k2} / \hat{X}_{k2}$ можно получить соотношения, аналогичные (27) и (26):

$$a = \sqrt[3]{\frac{\mu_0 k_R c^*(1 + b^* + c^*) S_2}{9 \pi k_c B_m^2 b^* f h \hat{X}_{k1}}}; \quad (56)$$

$$j = \frac{12 k_c b B_m \hat{X}_{k1}}{\sqrt{2} \mu_0 k_R k_3 k_{U2} c^* (1 + b^* + c^*) a}. \quad (57)$$

По \hat{X}_{k1} рассчитываются также γ_n , U_{1n} на основе (53) и (54).

Для определения массо-габаритных показателей трансформатора, потери и к. п. д. η_{tp} остаются справедливыми формулы, полученные для ТВП.

Приближенный расчет ТИП может проводиться следующим образом. Для заданных значений S_{2n} , U_{2n} , f , U_{an} фиксируют b , h , k_c , k_3 , $c \approx c_{opt}$, B_m , предварительно выбирают j с учетом вида охлаждения и по (41) находят базовый размер трансформатора:

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_{2n}}{0,75 \pi \sqrt{2} k_c k_3 k_{U2} f h B_m b c}}, \quad (58)$$

Параметры и показатели преобразователей	Варианты		
	1	2	3
Постоянный ток:			
мощность P_{dh} , кВт	100	10	21,6
напряжение U_{dh} , В	1000	11,5	24
ток I_{dh} , А	100	870	900
Переменный ток:			
мощность S_{1h}/S_{2h} , кВ·А	157/143	16,2/14,7	30
напряжение U_{1h}/U_{2h} , В	115/560	117/7	12,6/118
ток I_{1h}/I_{2h} , А	475/81	47/700	795/84,7
коэффициент мощности $\cos \varphi_{1h}/\cos \varphi_{2h}$	0,69/0,68	0,7/0,71	0,82/0,76
частота f , Гц	400	400	1000
Число витков обмоток w_1/w_2	15/80	60/4	3/28
Относительное падение напряжения ΔU_h	0,097	0,1	-0,05
Относительное напряжение к. з. u_k	0,136	0,112	0,102
Плотность тока в обмотках j , А/мм ²	4	6,31	6
Относительное коммутационное сопротивление X_k	0,15	0,118	0,1
Базовый размер трансформатора a , см	5,4	2,72	2,6
Угол коммутации $\gamma_h/\gamma_d=0$, град	11,5/30,5	10/28,3	10/17,5
Угол регулирования σ_h , град	40	40	—
Угол опережения β_h/β_{min} , град	—	—	40/28,4
Коэффициент тока k_{ih}	0,81	0,805	0,805
Коэффициент использования трансформатора k_{ic}	0,7	0,7	0,72
Параметр r	0,08	0,33	0,145
Тип тиристоров	ТБ-151-50	ТБ-143-400	ТБ-143-400
Коэффициент пульсаций $q_{вых}, q_1$	0,02	0,02	0,05
Коэффициент сглаживания пульсаций s	14,7	14,7	6,53
Индуктивность дросселя L_d , Гн	10 ⁻²	10 ⁻⁵	4,4 · 10 ⁻⁶
Базовый размер дросселя a_d , см	6,3	3,5	2,8
Потери:			
в обмотках трансформатора ΔP_{pr} , кВт	4,6	0,57	0,44
в стали ΔP_{ct} , кВт	3,1	0,4	1,3
в выпрямителе ΔP_g , кВт	0,4	2,9	2,9
в дросселе ΔP_d , кВт	0,81	0,25	0,1
КПД трансформатора η_{tr}	0,93	0,915	0,93
КПД преобразователя η	0,92	0,74	0,83
Активная масса:			
трансформатора M_{tra} , кг	67	8,5	7,4
тиристоров M_t , кг	2	2,5	2,5
дросселя M_d , кг	28	5,2	4
Удельная активная масса трансформатора m_{tra} , кг/(кВ·А)	0,44	0,55	0,25
Полная активная масса M_a , кг	97	16,2	13,9
Удельная активная масса m_a , кг/кВт	1	1,6	0,64

определен X_{k1} , r и значения относительных напряжений к. з.:

$$u_{ka} = X_{k1}r, \quad u_{kr} = X_{k1}, \quad u_k = X_{k1}\sqrt{r^2 + 1}. \quad (59)$$

Полученные значения должны находиться в допустимых пределах ($u_k \leq 0,15$ [6]). В противном случае следует задаться новым значением j либо изменить геометрию трансформатора, или B_m .

Если по оценкам ΔU_h существенно, то следует уточнить a по (58) для соответствующего значения k_{U2} .

Далее выбирается угол β (обычно $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$) и по (54) находят γ_h либо с учетом (4) итерациями, либо в предположении $k_i = \text{const}$ ($k_i \approx 0,79 - 0,81$). Затем рассчитывается k_{ic} по (55) и P_d . По току $I_d = P_d/U_{dh}$ выбираются вентили и рассчитываются дроссель так же, как для ТВП с использованием коэффициента сглаживания $s = q_2/q_1$, где $q_2 \approx 0,057\sqrt{1+36\tan^2\beta}$, q_1 — задаваемый коэффициент пульсаций, передаваемый

мых от ТИП в первый источник постоянного тока. Реальные параметры источника постоянного тока (мощность и напряжение) должны быть скорректированы с учетом потерь мощности и напряжения в инверторе и дросселе.

Примеры расчетов и обсуждение результатов. Были рассчитаны три варианта преобразователей: ТВП мощностью $P_{dh} = 100$ кВт (вариант 1), ТВП мощностью $P_{dh} = 10$ кВт (вариант 2) и ТИП мощностью $S_{2h} = 30$ кВ·А (вариант 3). Для всех вариантов $m = 3$, $n_h = 2$ (трехфазная мостовая схема вентильного преобразователя). Основные параметры и показатели вариантов приведены в таблице. Исходные данные для каждого варианта в таблице выделены. Во всех случаях принималось $b = 1$, $h = 3$, $c = c_{opt} = 2$; $k_3 = 0,4$; $k_c = 0,93$. Для дросселя [4]: $c_d = 0,5$; $b_d = 1$; $h_d = 3$; $k_{3d} = 0,6$; $j_d = 5 \cdot 10^6$ А/м²; $B_d = 1,4$ Тл; $k_{ad} = 1,2$. Рабочая температура 120 °C. Материал сердечника трансформатора — шихтованная сталь типа гиперко, толщиной 0,2—0,3 мм. Амплитуда ин-

дукции $B_m = 1,5$ Тл выбиралась с учетом возможного увеличения потока в переходных режимах.

Первый вариант соответствует условию $r \cos \varphi_2 \ll \sin \varphi_2$, когда активное сопротивление обмоток не учитывается, во втором варианте $r=0,33$ и активное сопротивление обмоток играет заметную роль.

Во всех вариантах значения u_k существенно больше общепринятых (примерно вдвое), что допустимо с учетом возможности регулирования выходных показателей. Если принять $u_k \approx 0,055-0,065$, то при $f=400$ Гц из расчета трансформаторов мощностью 2—6 кВ·А по предлагаемой методике [с использованием, например, формулы (48)] имеем $m_{tp} \approx 1,2-1,4$ кг/(кВ·А), что согласуется с известными данными (см., например, [10]). Для трансформаторов большей мощности (когда $r \ll 1$) прямые оценки m_{tp} по (31) при типичных значениях u_k также достаточно близки к реальным показателям.

Плотность тока в трансформаторе для всех вариантов соответствует воздушному принудительному охлаждению. Повышенные значения j по сравнению с обычными трансформаторами являются следствием увеличенных значений ΔU_n и u_k . Для отвода потерь от сильноточных тиристоров во втором и третьем вариантах потребуются либо радиаторы (охладители) [11], которые могут увеличить в несколько раз массу преобразователей, либо специальные системы охлаждения (например, жидкостные испарительные с ограниченным временем работы и др.). Преобразователи с повышенными значениями ΔU_n и j рационально использовать в термоинерционных режимах с циклическим включением. Исследование тепловых процессов в ТВП и ТИП является самостоятельной сложной задачей.

Удельные активные массы трансформаторов рассчитанных преобразователей находятся в диапазоне 0,25—0,55 кг/(кВ·А). С ростом мощности и частоты f удельная масса трансформаторов существенно снижается. Расчеты трансформаторов для вентильных преобразователей АЭУ без учета коммутации и регулирования могут привести к недопустимым погрешностям. Удельные активные массы ТВП и ТИП в диапазоне мощностей 10—100 кВт и частот 400—1000 Гц имеют порядок 0,6—1,6 кг/кВт (большие значения для меньших мощностей).

Для сравнения показателей автономных преобразователей (см. таблицу 1) и ТВП общепромышленного применения был рассчитан также трехфазный мостовой ТВП на основе трансформатора, близкого по параметрам к стандартному трансформатору типа ТСЗ—10/0,66 мощностью 10 кВ·А, работающему при частоте 50 Гц и

имеющему параметры $u_k = 0,045$ и $m = 15$ кг/кВ·А [3]. Принималось $P_d = 7,2$ кВт; $U_{dh} = 24$ В; $U_{1h} = 220$ В; $B_m = 1,4$ Тл; $\alpha_h = 40^\circ$; рабочая температура 70°C ; $b^* = 1$, $c^* = 2$, $h^* = 3$; $b_d = 1$; $c_d = 0,5$; $h_d = 3$; $B_d = 1,4$ Тл; $j_d = 3 \cdot 10^6$ А/м². Были получены результаты: $a = 0,068$ м [по формуле (48)], $r = 0,359$, $j = 10^6$ А/м², $\gamma_h/\gamma_{a=0} = 4,2^\circ/8^\circ$, $\varphi_2 = 42,1^\circ$, $k_i = 0,81$, $k_{ic} = 0,72$, $S_{2h} = 10$ кВ·А, активная масса трансформатора $M_{tra} = 126$ кг, $w_1 = 162$, $w_2 = 10$, потери в трансформаторе 300 Вт. Для выпрямителя выбраны тиристоры ТВ—161—100 с охладителями 0161—80, масса тиристоров с охладителями $M_t = 3,6$ кг, потери в выпрямителе 1300 Вт, параметры дросселя при $s = 14,7$: $a_d = 4,36$ см, $L_d = 6,4 \cdot 10^{-4}$ Гн, $\Delta p_d = 90$ Вт, $M_d = 9,4$ кг. К. п. д. преобразователя $\eta = 0,81$, активная масса $M_a = 139$ кг, удельная активная масса $m_a = 19,3$ кг/кВт.

Таким образом, трансформаторно-вентильные преобразователи для АЭУ имеют массу, в десятки раз меньшую, чем их общепромышленные аналоги.

Развитый подход без больших затруднений может быть распространен на различные схемы выпрямителей и инверторов (с другими m и n), а также на преобразователи с трансформаторами более сложной конструкции (например, со ступенчатой формой сечения стержней, с круглыми катушками и т. п.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов.—М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Справочник по преобразовательной технике / И. М. Чиженко, П. Д. Андриенко, А. А. Баран и др.—Киев: Техника, 1978.
3. Электротехнический справочник. Т. 2 / Под ред. В. Г. Герасимова, П. Г. Грудинского, В. А. Лабунцова, И. Н. Орлова и др.—М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Бут Д. А. Анализ и расчет вентильных генераторов.—Электричество, 1987, № 7.
5. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности.—Л.: Энергия, 1969.
6. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины.—М.: Высшая школа, 1979.
7. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины.—М.: Энергия, 1980.
8. Кривенцев В. И. Проектирование авиационных трансформаторов.—Киев: КИИГА, 1978.
9. Винокуров В. А., Попов Д. А. Электрические машины железнодорожного транспорта.—М.: Транспорт, 1986.
10. Электроснабжение летательных аппаратов / В. А. Багалуров, И. М. Беседин, Ф. Ф. Галтеев и др.—М.: Машиностроение, 1975.
11. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошивин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник.—М.: Энергоатомиздат, 1985.
12. Аракелян А. К., Афанасьев А. А., Чиликин М. Г. Вентильный электропривод с синхронным двигателем и зависимым инвертором.—М.: Энергия, 1977.

[13.01.89]

Метод глубокого секционирования с резервированием в полупроводниковой преобразовательной технике

ПОНОМАРЕВ И. Г., канд. техн. наук

Институт электродинамики АН УССР

В последние годы в полупроводниковой преобразовательной технике при создании устройств повышенной надежности все более широкое применение находит метод глубокого секционирования с резервированием (МГСР) [1, 2]. Суть метода состоит в построении устройств с глубоко дискретной (матричной) структурой, содержащей большое число однотипных элементов (ячеек), часть из которых являются резервными.

Как известно, резервирование является наиболее радикальным методом повышения надежности устройств [3]. Основные недостатки известных способов резервирования связаны с увеличением массогабаритных показателей и стоимости изделий, а также с трудностями схемотехнического характера, возникающими при их реализации. В частности, эти недостатки характерны для устройств, реализующих способ резервирования с дробной кратностью при относительно небольшом числе основных элементов [4].

В то же время, как показали проведенные исследования, увеличение числа элементов в таком устройстве при соответствующем их «размельчении» или, другими словами, увеличение глубины секционирования устройства в ряде случаев позволяет обеспечить любой требуемый уровень его безотказности при относительно небольшой избыточности и в значительной степени избавиться от традиционных недостатков известных способов резервирования. Кроме того, увеличение глубины секционирования обычно способствует упрощению схемотехнической реализации резервирования такого устройства. Так, в Институте электродинамики АН УССР в начале 60-х годов с целью проведения научных исследований был создан мощный преобразователь, в котором для коммутации тока в несколько сотен ампер использовалось более тысячи параллельно включенных маломощных транзисторов, часть из которых являлись резервными. Для реализации резервирования транзисторов в этом случае не потребовалось никаких дополнительных элементов, поскольку каждый транзистор был настолько мал, а его рабочий ток настолько велик, что при пробое отдельного транзистора происходило его «выжигание» без нарушения работоспособности преобразователя.

Настоящая статья посвящена анализу надежностных свойств теоретической модели резервированной системы, содержащей большое число элементов, с целью научного обоснования целесообразности практического применения МГСР. В статье рассмотрены также основные направле-

ния применения этого метода в полупроводниковой преобразовательной технике.

Пусть такое устройство (назовем его «секционированной системой с резервом») содержит n основных и m резервных элементов. Работоспособность секционированной системы с резервом не должна нарушаться при отказе любых элементов до тех пор, пока общее число отказавшихся элементов не превысит m .

Как показывает опыт, во многих практических случаях поток отказов элементов в такой системе с достаточной точностью удовлетворяет условиям стационарности, отсутствия последействия и ординарности, что позволяет считать его простейшим [3]. При таком допущении вероятность безотказной работы (безотказность) системы описывается выражением

$$P(t) = \sum_{k=n}^{n+m} C_{n+m}^k e^{-k\lambda t} (1 - e^{-\lambda t})^{n+m-k}, \quad (1)$$

где $C_{n+m}^k = \frac{(n+m)!}{(n+m-k)!k!}$ — биномальный коэффициент; λ — интенсивность отказов ячейки; t — время работы.

Следует отметить, что расчет по формуле (1) при больших значениях суммы $n+m$ связан с определенными трудностями, заключающимися в необходимости оперировать числами больших порядков. Так, величина $(n+m)!$ при $n+m=1000$ дает число, превышающее 10^{2800} . Рассмотрим алгоритм и программу, позволяющую рассчитывать на ЭВМ вероятности безотказной работы систем, содержащих более 1000 элементов [5].

Для сокращения объема вычислений упростим формулу (1) и приведем ее к более удобному для расчета виду. Существенное уменьшение порядка величин, входящих в состав биномиальных коэффициентов, можно получить делением $(n+m)!$ на $k!$, в результате чего (1) принимает вид

$$P(t) = \left[\sum_{k=n}^{n+m-1} \frac{(k+1)(k+2)\dots(n+m)}{(n+m-k)!} e^{-k\lambda t} (1 - e^{-\lambda t})^{n+m-k} \right] + e^{-(n+m)\lambda t}. \quad (2)$$

Однако и в этом случае при расчете получаются огромные числа, порядок которых намного превышает максимальный порядок представления нормализованных чисел в машине.

Далее замечаем, что если биномиальный коэффициент в (1), численно равный количеству

возможных вариантов отказа $n+m-k$ ячеек системы, дает при больших n число, имеющее большой положительный порядок, то остальная часть этого выражения, которая определяет вероятность отказа точно $n+m-k$ ячеек, дает число столь же большого отрицательного порядка. Воспользуемся этим обстоятельством при разработке программы расчета.

Количество сомножителей в $(k+1)(k+2)\dots(n+m)$ равно $n+m-k$, благодаря чему (2) можно записать в виде

$$P(t) = \left\{ \sum_{k=n}^{n+m-1} \left[\frac{k+1}{1} (1 - e^{-\lambda t}) \right] \left[\frac{k+2}{2} (1 - e^{-\lambda t}) \right] \dots \right.$$

$$\dots \left[\frac{n+m}{n+m-k} (1 - e^{-\lambda t}) \right] e^{-\lambda t} e^{-\lambda t} \dots e^{-\lambda t} \} + e^{-(n+m)\lambda t}. \quad (3)$$

Пошаговое перемножение величин, относящихся к различным частям (1), в сомножителях $\frac{k+1}{1} (1 - e^{-\lambda t})$, $\frac{k+2}{2} (1 - e^{-\lambda t})$, ... $\frac{n+m}{n+m-k} (1 - e^{-\lambda t})$ (назовем их множителями первого вида), позволяет еще более уменьшить получающиеся в процессе расчета числа. При перемножении множителей первого вида порядок числа возрастает, а последующее умножение на $e^{-\lambda t}$ (множители второго вида) приводит к уменьшению числа.

Зададим для машины границы расчета, исключающие возможность округления получаемых чисел, и реализуем такую программу, при которой перемножение множителей первого вида производится до тех пор, пока число не превысит верхней границы, после чего начинается умножение этого числа на множители второго вида. Если в процессе расчета число достигнет нижней границы, то будет продолжено умножение на множители первого вида. Далее вычислительный процесс продолжается таким же образом в пределах, определяемых установленными границами, до полного окончания расчета.

Программа позволила рассчитать на ЦВМ вероятности безотказной работы секционирован-

ных систем с резервом, содержащих от 1 до 1000 основных ячеек. Диапазон изменения параметра λt , характеризующего надежность одной ячейки, был выбран в пределах $10^{-5} \div 1$, при этом число резервных ячеек изменялось от нуля до величины, при которой безотказность системы достигала уровня 0,99999. На основе полученных данных расчета проведены широкие исследования надежностных свойств секционированных систем с резервом.

В общем случае безотказность системы может быть представлена как функция трех ее параметров:

$$P = f(\lambda t, m_0, n),$$

где λt — параметр, характеризующий безотказность элемента системы; $m_0 = m/n$ — кратность резервирования; n — глубина секционирования (число основных ячеек).

С помощью данных расчета исследована зависимость безотказности системы от каждого из указанных параметров. На рис. 1 в качестве примера показана такая зависимость для системы, имеющей постоянную кратность резервирования ($m_0 = 1$), от величины параметра λt (кривые 2, 3, 4). Кривая 1 на этом рисунке изображает для срав-

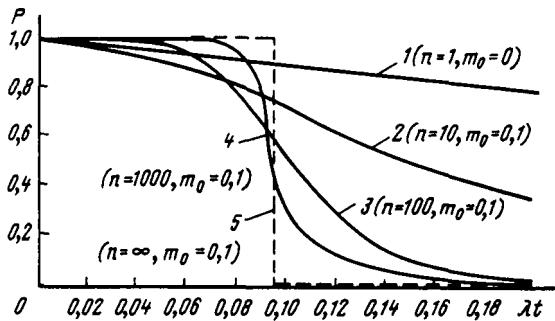


Рис. 1

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

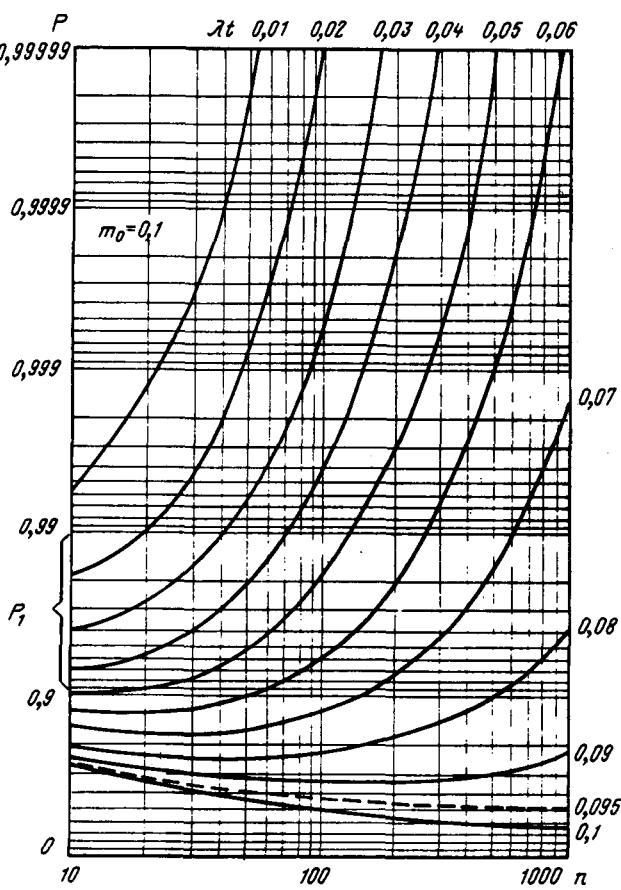


Рис. 2

нения экспоненциальную зависимость от λt безотказности одной ячейки.

На рис. 2 представлено семейство кривых, которые иллюстрируют для ряда значений параметра λt зависимость безотказности системы, содержащей 100 основных ячеек ($n=100$), от кратности резервирования. Фигурной скобкой отмечен для сравнения диапазон значений безотказности одной ячейки (P_1), соответствующий диапазону выбранных значений λt . Из рисунка видно, что вероятность отказов секционированной системы с резервом может на несколько порядков превышать вероятность отказов ее ячеек при относительно небольшой кратности резервирования ($m < 0,3$).

Наибольший интерес для анализа представляет зависимость безотказности такой системы от глубины секционирования при постоянной кратности резервирования, поскольку ее характер определяет целесообразность и эффективность применения МГСР на практике. На рис. 2 приведено семейство кривых, иллюстрирующих такую зависимость при $m_0=0,1$ для ряда значений параметра λt . Из рисунка видно, что исследуемая зависимость может иметь различный характер. В частности, для значений $\lambda t \leq 0,07$ увеличение глубины секционирования приводит к повышению безотказности системы. При $\lambda t = 0,08 \div 0,09$ вероятность отказов сначала падает, затем начинает повышаться, а для значений $\lambda t \geq 0,1$ увеличение глубины секционирования приводит к снижению безотказности системы. Если такие кривые построить для большей кратности резервирования, то значения λt , при которых происходит изменение характера исследуемой зависимости, сместятся в большую сторону, и наоборот — при меньшей кратности резервирования эти значения уменьшаются.

Найдем математическую связь между указанными значениями параметра λt и кратностью резервирования и определим условия, соответствующие тому или иному характеру исследуемой зависимости. При неограниченном увеличении глубины секционирования системы в силу действия закона больших чисел частота отказов отдельных ячеек будет приближаться к вероятности этих отказов. Допустим, что количество ячеек в системе увеличилось настолько, что стало возможным, не делая существенной ошибки, частоту отказов ячеек положить равной их вероятности:

$$m'/(n+m) = q, \quad (4)$$

где m' — число отказавших ячеек; q — вероятность отказа ячейки.

Поскольку отказ ячейки и ее безотказная работа являются противоположными событиями, то справедливо соотношение

$$q = 1 - P = 1 - e^{-\lambda t}, \quad (5)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

где $P = e^{-\lambda t}$ — вероятность безотказной работы ячейки.

Подставив (5) в (4), получим:

$$m'/(n+m) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (6)$$

Очевидно, если выполняется условие $m' \leq m$, то система работает безотказно, а в случае выполнения условия $m' > m$ происходит отказ системы. Для граничного случая, когда число отказавших ячеек равно резервному их количеству ($m' = m$), имеем:

$$m/(n+m) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (7)$$

Разделив числитель и знаменатель левой части выражения (7) на n и учитывая, что $m/n = m_0$, получим:

$$m_0/(1+m_0) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (8)$$

Решив уравнение (8) относительно λt , получим:

$$\lambda t = \ln(m_0 + 1). \quad (9)$$

В исходном выражении (4) имеется некоторая неточность, поскольку количество ячеек в системе принято конечным. Однако при стремлении этой величины к бесконечности в силу действия закона больших чисел величина допущенной ошибки будет стремиться к нулю. Следовательно, полученные из выражения (4) соотношения будут абсолютно точными лишь в предельном случае при $n \rightarrow \infty$. Систему, получаемую в предельном случае при стремлении ее глубины секционирования к бесконечности, назовем «идеальной секционированной системой с резервом».

Поскольку соотношение (9) связывает между собой значение параметра λt и кратность резервирования в граничном случае, когда число отказавших ячеек равно резервному их количеству, то при условии $\lambda t \leq \ln(m_0 + 1)$ вероятность безотказной работы идеальной секционированной системы с резервом равна единице, а при условии $\lambda t > \ln(m_0 + 1)$ эта вероятность равна нулю. Характер зависимости безотказности идеальной секционированной системы, имеющей постоянную кратность резервирования ($m_0 = 0,1$), от величины параметра λt показан пунктирной линией на рис. 1. Из рисунка видно, что по мере увеличения глубины секционирования (кривые 1 → 2 → 3 → 4) зависимость безотказности реальной системы от λt видоизменяется, все более приближаясь к характеру этой зависимости для идеальной секционированной системы. При этом увеличение глубины секционирования при условии $\lambda t \leq \ln(m_0 + 1)$ приводит к повышению безотказности системы, а при условии $\lambda t > \ln(m_0 + 1)$ вызывает ее снижение. Минимальная кратность резервирования, обеспечивающая повышение безотказности системы при увеличении глубины секционирования

может быть определена из выражения (9)

$$m^{\ddagger} = e^{\lambda t} - 1. \quad (10)$$

Анализ множества различных кривых, построенных по данным расчета на ЦВМ, показал, что МГСР позволяет создавать практически безотказные устройства ($P > 0,99999$) на заданный ресурс работы при относительно небольшой кратности резервирования. Так, если интенсивность отказов ячейки (λ) равна 10^{-5} 1/ч, что соответствует самому низкому уровню надежности элементов полупроводниковых преобразователей, а ресурс работы (t) составляет 10^4 ч, то минимальная кратность резервирования m^{\ddagger} не превышает 0,1. Это дает возможность получать высокую безотказность устройств без значительного ухудшения их массо-габаритных показателей.

Следует отметить, что при рассмотрении с общих позиций характер зависимостей, приведенных на рис. 1, отражает диалектическую связь между случайностью и необходимостью. Действительно, представим, что в секционированной системе количество ячеек бесконечно увеличивается, а сами ячейки, при этом уменьшаясь, становятся бесконечно малыми. Тогда, несмотря на то, что отказы отдельных ячеек являются событиями случайными, поток в такой системе в силу действия закона больших чисел становится все более детерминированным. В пределе получим идеальную секционированную систему с абсолютно детерминированным потоком отказов ячеек.

Очевидно, закономерными событиями также являются безотказная работа идеальной секционированной системы с резервом и ее отказ, который происходит после отказа всех резервных ячеек. В теории надежности закономерным или достоверным называется такое событие, вероятность появления (или непоявления) которого равна нулю или единице. Отсюда следует, что идеальная секционированная система может быть либо абсолютно надежной, либо абсолютно ненадежной (см. пунктирная линия на рис. 1), причем условие перехода такой системы из абсолютно надежного в абсолютно ненадежное состояние,

определенное выражениями (9) и (10), получено из закона больших чисел.

Одно из направлений применения МГСР в полупроводниковой преобразовательной технике, связано с разработкой высоконадежных секционированных узлов, являющихся функциональными элементами мощных преобразовательных устройств. В частности, таким узлом может быть транзисторная, диодная или конденсаторная сборка, выполненная на основе применения в качестве ячеек дискретных элементов или в интегральном исполнении. Обычно секционированный узел содержит ряд включенных параллельно элементов, причем в цепи каждого элемента имеется плавкий предохранитель. При случайном пробое элемента соответствующий предохранитель перегорает, отключая его от схемы. Благодаря этому любые отказы резервных ячеек не нарушают работоспособности секционированного узла в целом.

В рассмотренных случаях плавкий предохранитель по существу выполняет роль элемента, преобразующего отказ типа «замыкание» в «контакт». Следует отметить, что от технических характеристик такого элемента (назовем его обрывателем) в большой степени зависит возможность

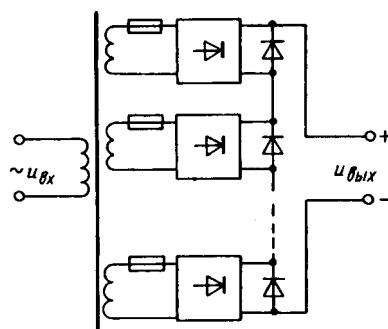
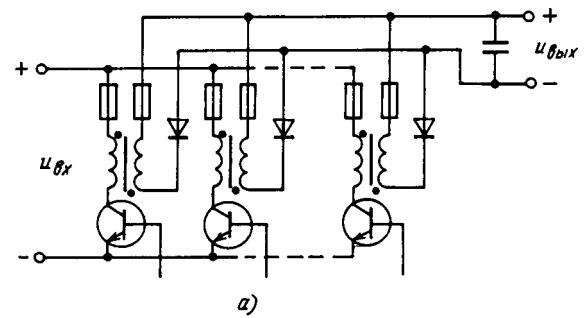
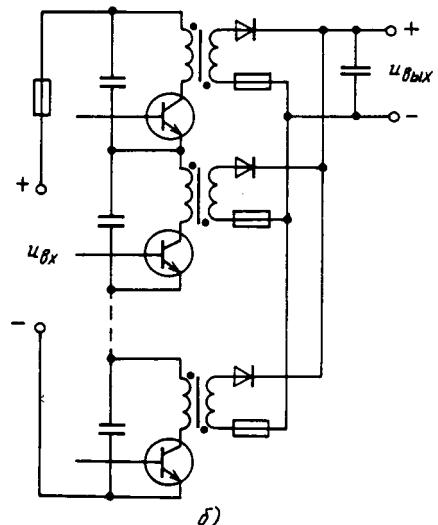


Рис. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru



а)



б)

Рис. 4

эффективной реализации МГСР. В то же время плавкий предохранитель не всегда отвечает предъявляемым требованиям по таким показателям, как токоограничивающая способность, быстродействие, масса, габариты и др. Как показывают проводимые исследования [6], качественное улучшение показателей может быть достигнуто путем создания обрывателей на новых физических и технологических принципах.

При последовательном соединении элементов может быть также реализован МГСР. В этом случае возникает необходимость использования дополнительных элементов другого типа, преобразующих «обрыв» в «замыкание». Специальных элементов для выполнения такой функции (замыкателей) промышленность не выпускает, что несколько сужает возможность реализации МГСР в устройствах преобразовательной техники. Однако в некоторых случаях роль замыкателя может выполнять полупроводниковый диод.

На рис. 3 в качестве примера приведена схема высоковольтного трансформаторно-выпрямительного узла, в которой роль замыкателей выполняют диоды, подключенные к выходам выпрямительных ячеек. Высокое напряжение в такой схеме получают путем суммирования выходных напряжений большого числа выпрямительных ячеек. При случайном обрыве любой ячейки ток нагрузки протекает через соответствующий диод.

Реализующий МГСР матричный принцип построения функциональных узлов и устройств получает все более широкое распространение в преобразовательной технике. Примерами узлов и устройств с матричной структурой могут служить резервированные адаптивные структуры дискретных исполнительных органов регуляторов напряжения [7], многоячейковые преобразователи постоянного напряжения и инверторы напряжения [8]. Существуют различные схемные варианты построения многоячейковых преобразователей постоянного напряжения. Наряду с параллельным включением ячеек (рис. 4, а) в таких схемах используется также их последовательное включение (рис. 4, б), что позволяет создавать преобра-

зователи на различные токи, напряжения и мощности.

Таким образом, МГСР и реализующий его матричный принцип построения элементов и устройств дают возможность по-новому подойти к решению ряда проблем преобразовательной техники. В частности, позволяет поднять на качественно новую ступень надежность разрабатываемых устройств, расширить диапазон преобразуемых токов, напряжений и мощностей. Дальнейшее развитие матричного принципа построения устройств может способствовать сокращению номенклатуры выпускаемых изделий на основе их широкой унификации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование мощных высоконадежных статических преобразователей / А. С. Абрамов, В. Г. Вигдорчик, Г. М. Веденеев, Ю. И. Драбович.— Устройства преобразовательной техники, 1969, вып. 3, с. 3—10.
2. Драбович Ю. И., Пономарев И. Г. Метод глубокого секционирования и надежность мощных транзисторных преобразователей.— Современные задачи преобразовательной техники (тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции. Киев, сентябрь, 1975 г.). Ч. 1.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, с. 253—269.
3. Половко А. М. Основы теории надежности.— М.: Наука, 1964.— 182 с.
4. Половко А. М., Новиков И. Е. О резервировании с дробной кратностью.— Изв. АН СССР. Энергетика и автоматика, 1961, № 3, с. 113—117.
5. Пономарев И. Г., Шевердина С. Н. Расчет надежности секционированных систем с резервом с помощью ЦВМ.— Проблемы технической электродинамики, 1976, № 57, с. 35—37.
6. Гринчук И. А., Кузьменко А. Я., Пономарев И. Г. Технические особенности и состояние разработок малогабаритных предохранителей для надежных транзисторных преобразователей.— Проблемы преобразовательной техники (тезисы докладов Всесоюзной научно-технической конференции. Киев, 1983 г.). Ч. 2.— Киев: Изд. ИЭД АН УССР, с. 171—174.
7. Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения.— М.: Энергоатомиздат, 1986, 247 с.
8. Монин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи.— М.: Энергоатомиздат, 1986. 376 с.

[04.01.90]

Многомостовая вентильная цепь как элемент динамической системы

ЧВАНОВ В. А., доктор техн. наук

Москва.

Рассматривается общий случай, когда переменные изменяются во времени по любому, не оговоренному заранее, закону — периодическому или непериодическому. В качестве математической основы для получения закономерностей, связывающих параметры вентильной цепи, используются обобщенные векторы токов, напряжений [1, 2] и переключающих и коммутационных функций [3—5].

На рис. 1 представлена общая структура многомостового многофазного преобразователя. Он может выполнять функции выпрямителя, инвертора, преобразователя частоты (например, с непосредственной связью, НПЧ), регулируемого генератора или потребителя реактивной мощности. В зависимости от выполняемой функции входными и выходными параметрами могут быть токи и напряжения сети переменного тока (векторы мгновенных значений \bar{u} , \bar{i}) или сети постоянного тока (мгновенные значения u_d , i_d).

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) вентилями имеет входы синхронизации и управления фазой импульсов (от регуляторов). Многообмоточный трансформатор своими вентильными обмотками связан с выводами переменного тока вентильных мостов, а сетевой обмоткой — с сетью переменного тока.

Чтобы в одних уравнениях фигурировали токи, напряжения силовой цепи и сигналы управления вентилями, необходимо представить все переменные в единой математической форме. Для одномостовой вентильной цепи в [5] излагается такой способ представления СИФУ. Он основывается на специальном расчленении СИФУ на узлы, входные и выходные сигналы которых можно представить с помощью обобщенных векторов, т. е. так же, как представляются переменные силовой цепи. Воспользуемся этим приемом.

Для одномостовой вентильной цепи СИФУ разбивается на два узла (рис. 2): узел регу-

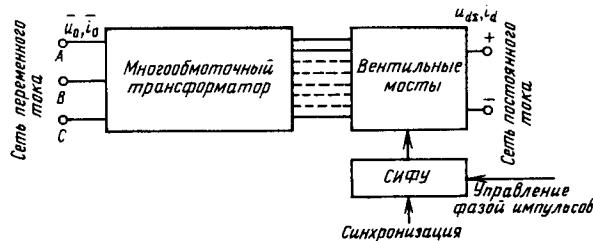


Рис. 1

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

лирования фазы управляющих импульсов, узел формирования управляющих импульсов.

Считается, что на вход синхронизации СИФУ поступает многофазная система напряжений, которая описывается обобщенным вектором $\bar{u}_{\text{вхк}}$:

$$\bar{u}_{\text{вхк}} = u_{\text{вхк}} e^{j\theta_{\text{вхк}}} \quad (1)$$

Считается также, что узел регулирования фазы импульсов изменяет фазу вектора $\bar{u}_{\text{вхк}}$ на угол θ_{yk} , который определяется сигналом регулирования u_{yk} :

$$\theta_{yk} = f(u_{yk}) \quad (2)$$

Выходной сигнал узла регулирования (рис. 2) представляется вектором \bar{u}_{nk} . По условию

$$\bar{u}_{nk} = \bar{u}_{\text{вхк}} e^{j\theta_{nk}} \quad (3)$$

или

$$\theta_{nk} = \theta_{\text{вхк}} + \theta_{yk} \quad (4)$$

Как следует из (4) в сигнале θ_{nk} содержится

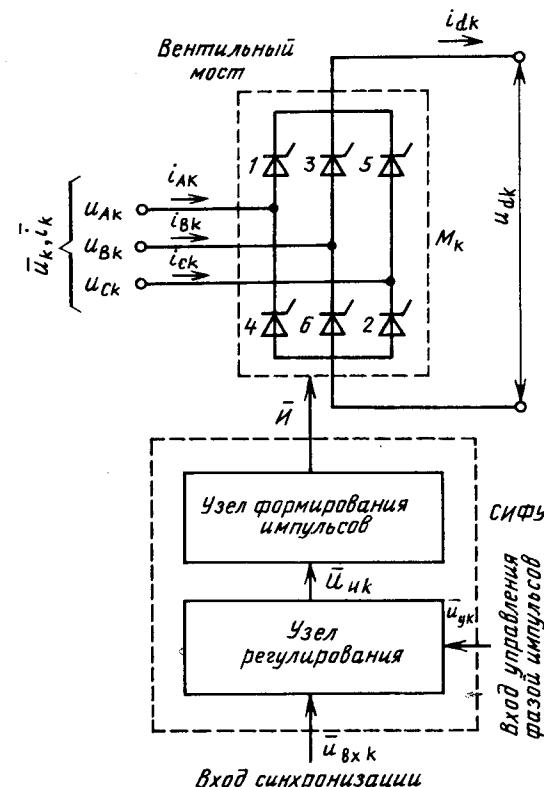


Рис. 2

информация о всех входных воздействиях СИФУ: как по входу синхронизации ($\theta_{вхk}$), так и по входу управления (θ_{yk}).

На формирователь импульсов возлагается функция преобразования формы напряжения, поступающего на его вход, в импульсы, которые далее следуют на вентили силовой цепи. Будем полагать, что импульсы формируются в моменты изменения знака (перехода через нуль) сигнала на входе формирователя и, для определенности, примем, что при изменении знака с положительного на отрицательный.

Данная СИФУ принята за основу. Она имеет определенную структуру с определенными функциями каждого узла. Тем не менее, она является общей, поскольку СИФУ, построенные иначе, могут быть преобразованы и приведены к принятой за основу. Иначе говоря, для каждой конкретной СИФУ могут быть записаны выражения вида (2), (4).

Так СИФУ с горизонтальным способом регулирования импульсов [6] полностью совпадает по структуре и функциям узлов с основной. Для синусоидальных синхронизирующих напряжений $\theta_{вхk} = \omega_{вхk}t$, где $\omega_{вхk}$ — частота синхронизирующего напряжения, t — время. При линейной связи угла сдвига синусоид (в узле регулирования) θ_{yk} с сигналом управления u_{yk} , т. е. $\theta_{yk} = hu_{yk}$, получаем:

$$\theta_{nk} = \omega_{вхk}t + hu_{yk}, \quad (5)$$

где h — коэффициент, определяемый конкретной схемой узла регулирования.

В СИФУ с вертикальным способом регулирования узел регулирования функционирует иначе, тем не менее его можно заменить эквивалентным узлом с горизонтальным способом управления и получить, например, выражение

$$\theta_{yk} = \arccos hu_{yk}. \quad (6)$$

Еще один тип систем — асинхронные СИФУ — не имеют входа синхронизации, а сам узел регулирования является генератором с регулируемой по входу управления частотой ω_{nk} , описываемой, например, выражением:

$$\omega_{nk} = \omega_{n0} + hu_{yk}, \quad (7)$$

где ω_{nk} — частота генерации; ω_{n0} — частота генерации при $u_{yk}=0$.

Частота вращения и фаза обобщенных векторов связаны выражением $\omega = \frac{d\theta}{dt}$. Для θ_{nk} имеем:

$$\theta_{nk} = \int_0^t \omega_{nk} dt,$$

или из (7) следует:

$$\theta_{nk} = \omega_{n0}t + h \int_0^t u_{yk} dt. \quad (8)$$

Выражения (5), (6), (8) подтверждают, что переменная θ_{nk} является результирующей по отношению ко всем входным сигналам СИФУ.

Поскольку в принятой за основу СИФУ импульсы формируются в точках перехода напряжения на входе формирователя через нуль, то значения модулей векторов $\bar{\mu}_{вхk}$ и $\bar{\mu}_{nk}$ могут не приниматься во внимание, и моменты формирования импульсов, следовательно, полностью определяются их аргументами $\theta_{вхk}$ и θ_{nk} .

В многомостовых многофазных вентильных преобразователях применяются специальные трансформаторы в виде трехфазной группы однофазных трансформаторов или трехфазного трансформатора. Сетевая обмотка трансформатора соединяется в трехфазную группу в виде звезды или треугольника. Количество вентильных (схемных) обмоток равно количеству мостов. Для получения требуемых фазовых сдвигов между напряжениями вентильных обмоток вентильные обмотки выполняются многосекционными (чаще двухсекционными). Секции обмоток соединяются в виде зигзагов и треугольников с ветвями в вершинах.

Схема рис. 3, представляющая трансформатор с одной сетевой обмоткой w_0 , соединенной звездой, и N вентильными обмотками, соединенными зигзагом (на рисунке показана одна вентильная обмотка с номером k), позволяет, как будет подтверждено ниже, получить общие закономерности, описывающие трансформатор как элемент вентильной цепи. Сетевая обмотка выполнена в виде одной секции, а вентильная — трехсекционная с расположением ее секций на всех трех стержнях (если трансформатор трехфазный) или на всех трех фазах (если трехфазная группа собирается из однофазных трансформаторов): w_{1k} — число витков в первой секции, w_{2k} — во второй, w_{3k} — в третьей. Обозначим:

$$k_{1k} = w_{1k}/w_0, k_{2k} = w_{2k}/w_0, k_{3k} = w_{3k}/w_0. \quad (9)$$

Считаем трансформатор идеальным. Если имеется только одна k -я вентильная обмотка,

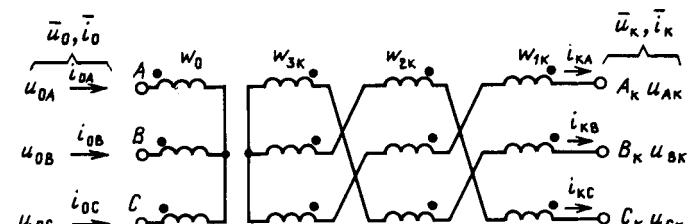


Рис. 3

то можно записать:

$$\begin{aligned} i_{0A} w_0 &= i_{kA} w_{1k} = i_{kC} w_{2k} + i_{kB} w_{3k}; \\ i_{0B} w_0 &= i_{kB} w_{1k} + i_{kA} w_{2k} + i_{kC} w_{3k}; \\ i_{0C} w_0 &= i_{kC} w_{1k} + i_{kB} w_{2k} + i_{kA} w_{3k}. \end{aligned} \quad (10)$$

После несложных математических операций

из (10) можно получить ($a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$):

$$\bar{i}_0 = (k_{1k} + ak_{2k} + a^2 k_{3k}) \bar{i}_k. \quad (11)$$

Обозначим

$$\dot{K}_{ki} = K_{ki} e^{j\lambda_{ki}} = k_{1k} + ak_{2k} + a^2 k_{3k}, \quad (12)$$

где

$$K_{ki} = \sqrt{\left(k_{1k} - \frac{k_{2k} + k_{3k}}{2}\right)^2 + \frac{3}{4}(k_{3k} - k_{2k})^2}; \quad (13)$$

$$\sin \lambda_{ki} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{k_{3k} - k_{2k}}{K_{ki}}, \cos \lambda_{ki} = \frac{k_{2k} + k_{3k}}{2K_{ki}} + \frac{k_{1k}}{K_{ki}}; \quad (14)$$

\dot{K}_{ki} — комплексный коэффициент трансформации токов между вентильной обмоткой с номером k и сетевой обмоткой.

Из (11) и (12) получаем:

$$\bar{i}_0 = \dot{K}_{ki} \bar{i}_k. \quad (15)$$

Аналогично для напряжений следует:

$$\bar{u}_k = \dot{K}_{ku} \bar{u}_0; \quad (16)$$

$$\dot{K}_{ku} = K_{ku} e^{j\lambda_{ku}}. \quad (17)$$

Можно показать, что

$$K_{ku} = K_{ki}, \lambda_{ku} = -\lambda_{ki}, \dot{K}_{ku} = \dot{K}_{ki}. \quad (18)$$

Коэффициент трансформации трансформатора между k -й вентильной и сетевой обмотками \dot{K}_{ku} является комплексом, сопряженным с коэффициентом трансформации токов между этими обмотками \dot{K}_{ki} .

Обозначим

$$\dot{K}_k = \dot{K}_{ku} = \dot{K}_{ki} = K_k e^{j\lambda_k}, \quad (19)$$

где \dot{K}_k — будем называть комплексным коэффициентом трансформации k -й обмотки. Очевидно

$$\lambda_k = \lambda_{ku} = -\lambda_{ki}. \quad (20)$$

Когда количество вентильных обмоток трансформатора равно N , выражение для взаимосвязей токов в обмотках трансформатора принимает вид

$$\bar{i}_0 = \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{i}_k, \quad (21)$$

а выражение для связи напряжений обмоток (16) не изменяется.

В результате в окончательном виде имеем

$$\bar{u}_k = \dot{K}_k \bar{u}_0; \quad (22)$$

$$\bar{i}_0 = \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{i}_k. \quad (23)$$

Анализ полученных выражений для трансформатора позволяет сделать вывод, что с помощью соответствующего выбора схемы соединения секций вентильной обмотки и соотношений витков обмоток и секций с помощью многофазного трансформатора можно получить любой ($0 \leq \lambda_k \leq 2\pi$) наперед заданный и постоянный сдвиг фазы токов и напряжений вентильных обмоток относительно сетевых напряжений и токов и установить любое наперед заданное соотношение между этими токами и напряжениями. Данный вывод получен для мгновенных значений токов и на-

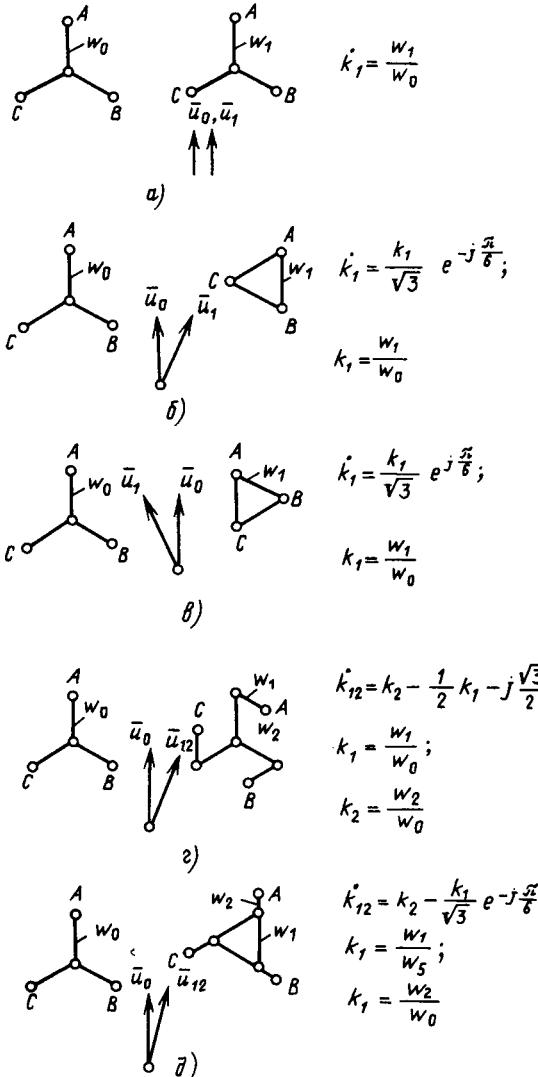


Рис. 4

пряжений и поэтому не имеет ограничений при практическом использовании. Для частного случая синусоидальных переменных полученные выражения, естественно, совпадают с известными (например, имеющимися в [7]).

Схема соединения вентильных обмоток зигзагом (рис. 3) с наличием в каждой вентильной обмотке секций, расположенных на всех трех стержнях трансформатора (при исполнении его в виде трехфазного трансформатора) или на всех трех трансформаторах (при использовании трех однофазных трансформаторов в трехфазной группе), является наиболее общим случаем. Так соединение λ / λ получается выбором, например, $k_{2k} = k_{3k} = 0$ и $k_{1k} \neq 0$. Комплексный коэффициент трансформации для схемы соединения λ / Δ , получается при $k_{1k} = \frac{1}{3} K_k$, $k_{2k} = 0$, $k_{3k} = \frac{1}{3} K_k$. Комплексные коэффициенты трансформации обмоток наиболее часто встречающихся в многомостовых преобразователях схем соединения трансформаторов приведены на рис. 4.

На практике по причинам, которые будут приведены ниже, нашли наибольшее применение многомостовые преобразователи с трансформаторами, у которых коэффициенты трансформации обмоток удовлетворяют выражениям («условиям симметрии»):

$$\dot{K}_k = K_k e^{j\lambda_k}, \quad K_k = K = \text{const}; \quad \lambda_k = \lambda_0 + \frac{k\pi}{3N}, \quad (24)$$

где λ_0 — постоянная величина, определяемая схемой соединения обмоток трансформатора, соотношением витков обмоток и секций, а также выбором порядка нумерации обмоток.

Сумма коэффициентов трансформации обмоток

$$\sum_{k=1}^N \dot{K}_k = \dot{K}_{N\Sigma} \quad (25)$$

при идеальном симметричном выполнении трансформатора равна нулю ($\dot{K}_{N\Sigma} = 0$), отличие от нуля значения $\dot{K}_{N\Sigma}$ в реальных конструкциях трансформаторов определяет степень его несимметрии.

Из [5] для схемы с последовательным соединением N мостов имеем:

$$u_{d\Sigma} = \frac{3}{2} \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{u}_0 \bar{I}_k = \frac{3}{2} \bar{u}_0 \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{I}_k = \frac{3}{2} \bar{u}_0 \bar{I}_{N\Sigma};$$

$$\bar{i}_0 = i_d \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{I}_k = i_d \bar{I}_{N\Sigma}. \quad (26)$$

Второй вариант общих выражений для многомостовой вентильной цепи имеет вид [5]:

$$u_{d\Sigma} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} u_0 \sum_{k=1}^N K_k \cos \alpha_k - \frac{6\sqrt{3}}{\pi} u_0 \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n K_k \times$$

$$\times \frac{6n \sin \theta_{nk} \sin \alpha_k + \cos 6n \theta_{nk} \cos \alpha_k}{36 n^2 - 1}; \quad (27)$$

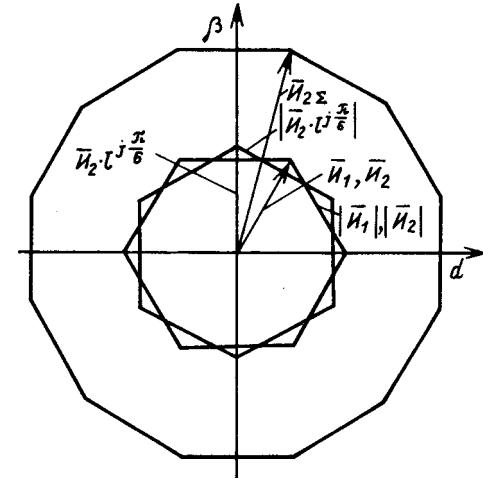


Рис. 5

$$i_0 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_d \sum_{k=1}^N K_k e^{j(\rho_0 + \alpha_k)} + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_d \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \times$$

$$\times K_k \frac{1}{6n+1} e^{j(\rho_0 + 6n \theta_{nk} + \alpha_k)} + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_d \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \times$$

$$\times K_k \frac{1}{6n-1} e^{j(\rho_0 - 6n \theta_{nk} + \alpha_k)}, \quad (28)$$

$$\bar{I}_{N\Sigma} = \sum_{k=1}^N \dot{K}_k \bar{I}_k, \quad (29)$$

где \bar{I}_k — коммутационный вектор k -го моста [5]; $\dot{K}_{N\Sigma}$ — коммутационный вектор N -мостовой вентильной цепи; α_k — непрерывное значение угла задержки (угла регулирования) k -го моста [5]; ρ_0 — аргумент вектора напряжения сети $u_0 = u_0 e^{j\rho_0}$.

Как известно, угол запаса k -го моста в инверторном режиме связан с α_k выражением

$$\delta_k = \pi - \alpha_k. \quad (30)$$

Порядок суммирования (по n , затем по k) в выражениях (27), (28) может быть заменен на обратный, что часто бывает удобным на практике.

Для двухмостовой вентильной цепи с соединением λ / λ , Δ при условии (24) и согласно (29) и рис. 4 получаем $\lambda_1 = 0$, $\lambda_2 = -\frac{\pi}{6}$; $\theta_{H2} = \theta_{H1} - \frac{\pi}{6}$, $\dot{K}_1 = K$, $\dot{K}_2 = K e^{-j\frac{\pi}{6}}$, $\bar{I}_{2\Sigma} = \dot{K}_1 \bar{I}_1 + \dot{K}_2 \bar{I}_2 = K(\bar{I}_1 + \bar{I}_2 e^{j\frac{\pi}{6}})$.

Траектория движения во времени коммутационного вектора двухмостовой вентильной цепи $\bar{I}_{2\Sigma}$ на комплексной плоскости, построенная согласно последнего выражения, приведена на рис. 5. Шестигранники траекторий коммутационных векторов мостов \bar{I}_1 , \bar{I}_2 в двухмостовой схеме преобразовались в двенадцатигранник. По мере

увеличения количества мостов при симметричном построении трансформатора и симметричном управлении мостами траектория движения коммутационного вектора вентильной цепи все в большей степени приближается к окружности.

Параметрами многомостовой вентильной цепи являются: а) количество мостов N ; б) значения комплексов коэффициентов трансформации обмоток $\hat{K}_k = K_k e^{j\lambda_k}$, $k = 1, 2, \dots, N$ (или модулей K_k и аргументов λ_k); в) углы задержки каждого моста α_k ; поскольку $\alpha_k = \theta_{uk} - \rho_k - \frac{5\pi}{6}$, то связанным с α_k параметром является $\theta_{uk} = \alpha_k + \rho_k + \frac{5\pi}{6}$, в свою очередь по определению $\theta_{uk} = \theta_{v_{xk}} + \theta_{yk}$ и $\theta_{v_{xk}} = \theta_{v_{x0}} + \lambda_{v_{xk}}$, где $\theta_{v_{x0}}$ — аргумент синхронизирующего вектора на общем входе СИФУ всех мостов; $\lambda_{v_{xk}}$ — аргумент комплексного коэффициента трансформации синхронизирующего трансформатора СИФУ k -го моста; θ_{yk} — угол регулирования фазы импульсов управления в узле регулирования k -го моста.

В простейшем случае, когда в качестве сети переменного тока имеем синусоидальную симметричную сеть, $u_0 = u_0 e^{j\rho_0}$ и вход синхронизации СИФУ подключен к этой сети, $u_{v_{x0}} = u_0$, $\rho_0 = \rho_{00} + \omega_0 t$, $\theta_{v_{x0}} = \rho_0$, где ρ_{00} — начальная фаза вектора u_0 .

В токах и напряжениях вентильной цепи присутствуют гармоники, создаваемые самим мостом (появляющиеся в силу дискретности вентилей и названные в [5] «коммутационными гармониками») и гармоники, определяемые внешними причинами (например, обусловленные питанием выпрямителя от несинусоидального напряжения, или модуляцией тока i_d в силу циклического изменения нагрузки). Исследование состава коммутационных гармоник является предметом исследования статических характеристик цепи. Реакция вентильной цепи или исследование вопроса как вентильная цепь пропускает на выход внешние возмущения (в том числе и гармонические искажения), поступающие на вход, определяются динамическими характеристиками цепи.

Коммутационные гармоники определяются слагаемыми под знаком $\sum_{n=1}^{\infty}$ в выражениях (27),

(28). В общем случае N -мостовая вентильная цепь имеет такой же состав гармоник, как и гармонический состав одного моста.

Правомерным является вопрос, как при заданном количестве мостов выбрать параметры цепи, чтобы исключить как можно большее количество и получить минимум оставшихся высших гармоник. Ответ на этот вопрос дает решение уравнений, получающихся при приравнивании нулю

слагаемых под знаком $\sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\infty}$ в (27), (28). Общее решение получающихся транцендентных

уравнений невозможно. Одно из решений (возможно оно является единственным) следующее:

$$K_k = K, \lambda_k = \lambda_0 + \frac{k\pi}{3N}, \alpha_k = \alpha, \theta_{yk} = \theta_y, k = 1, 2, \dots, N. \quad (31)$$

При подстановке (31) в (27), (28) получаем, что при N мостах в цепи постоянного и переменного тока остаются гармоники $6N$ и $6N \pm 1$ соответственно. Наиболее низкая из оставшихся гармоник имеет амплитуду практически в N раз меньшую, чем амплитуда низшей гармоники одного моста. При $N=4$ низшая из оставшихся в $u_{d\Sigma}$ гармоник (24-я) имеет наибольшую относительную амплитуду, равную примерно 1/12, в то время как каждый из мостов имеет низшую гармонику — 6-ю с наибольшей относительной амплитудой примерно 1/3.

Из этого следует, что в многих практических задачах при выполнении условий (31) и достаточно большом N выражениями под знаком

$\sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{\infty}$ в (27), (28) можно пренебречь и пользоваться существенно более простыми (непрерывными, гладкими) зависимостями:

$$\left. \begin{aligned} u_{d\Sigma} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} KN u_0 \cos \alpha; \\ i_0 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} KN i_{de} e^{j(\rho_0 + \alpha)}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

На практике в многомостовых преобразователях обычно стараются выполнить условие (31), однако это не всегда возможно по двум причинам: из-за невозможности получить равными по модулю коэффициенты трансформации всех обмоток и из-за невозможности выполнения обмоток с дробным количеством витков. Например, при схеме соединения λ / Δ коэффициент трансформации представляет собой иррациональное число, а при схеме λ / λ — рациональное, поэтому в схеме $\lambda / \lambda \Delta$ двухмостового преобразователя не представляется возможным сделать одинаковыми модули коэффициентов трансформации обмоток.

Неточное выполнение условий (31), обусловленное указанными особенностями конструкций трансформаторов, а также неточностями работы узлов синхронизации и управления фазой отдельных мостов, вызывает неполное исключение неканонических гармоник. Полученные общие выражения (26) — (28) позволяют определить уровни этих оставшихся гармоник, и, при необходимости, сформулировать требования к конструкции трансформаторов и СИФУ по допустимым отклонениям от условий симметрии (31).

Поскольку выражения (26) — (28) применимы как в установившихся, так и в переходных режимах, то они могут непосредственно использоваться для описания вентильной цепи как элемента динамической системы. Анализ данных

выражений позволяет сделать и некоторые общие выводы, характеризующие вентильную цепь в динамической системе.

Рассмотрим вопрос о том, как вентильная цепь пропускает на свой выход динамические возмущения, поступающие на ее вход по силовой цепи. Из анализа (26) следует, что все динамические возмущения в токе i_a или в напряжении сети, выражаяющиеся в отклонениях модуля напряжения $|u_0|$, полностью передаются вентильной цепью в динамические отклонения модуля тока сети $|i_0|$ и в отклонения выпрямленного напряжения u_{d2} . Вентильная цепь по отношению к этим возмущениям ведет себя как непрерывная безинерционная электрическая цепь.

Возмущения, выражаяющиеся в отклонениях фазы вектора сетевого напряжения ρ_0 , а также возмущения, поступающие на входы синхронизации и управления СИФУ, проходят согласно (4), (26), (27), (28) в возмущения сигнала управления α_k , которые, в свою очередь, подобны возмущениям коммутационного вектора \bar{Y}_{Σ} . На такие возмущения вентильная цепь реагирует как дискретное устройство. Фазовые отклонения векторе сети, в синхронизирующем напряжении и возмущения по входу управления можно рассмотреть, проанализировав реакцию цепи на возмущения в сигнале θ_u , поскольку последний, как упоминалось выше, является результирующим.

Как и какие сигналы, следующие через цепь ее управления, пропускает вентильная цепь и какие из них, путем специального управления, вентильная цепь может подавить (не пропускать на свой выход) можно определить, если рассчитать полосу ее пропускания. Для этого воспользуемся методом, разработанным для одномостовой схемы в [5].

На рис. 6 (кривая 1) приведена зависимость полосы пропускания одного моста по цепи управления гармоники с частотой ω_q и амплитудой θ_{mq} (ω_0 — частота в сети). Данная граница получена в [5]. Из сопоставления выражений для одного моста с соответствующими выражениями для многомостовой цепи (27), (28) приходим к выводу, что в общем случае полоса пропускания многомостовой цепи совпадает с полосой пропускания одномостовой цепи. Картина качественно изменяется, если в многомостовой вентильной цепи соблюдаются условия симметрии (31). За счет исчезновения низших гармоник полоса пропускания N -мостовой цепи расширяется в N раз. Полоса пропускания четырехмостовой вентильной цепи приведена на рис. 6 (кривая 2).

Когда в качестве вентилей используются обычные (однооперационные) тиристоры, то ограничением полосы пропускания вентильной цепи является также неполная управляемость. Эта граница одинакова для одномостовой и многомостовой вентильных цепей (см. кривую 3 на рис. 5, полученную в [5]). Обычно диапазон

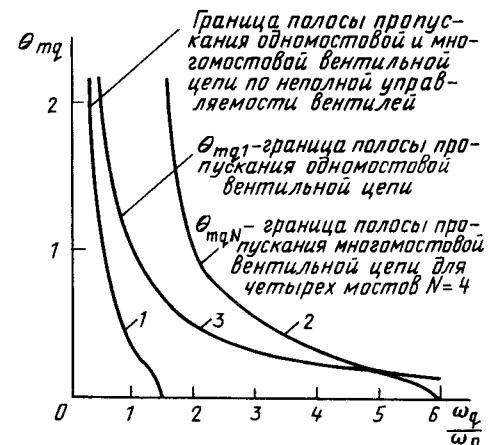


Рис. 6

регулирования угла не превышает $\pi/6$, что соответствует $\theta_{mq} = \pi/12$. Из кривых 2 и 3 получаем, что в этом случае полоса пропускания вентильной цепи превышает $5\omega_0$, но меньше $6\omega_0$, т. е. вентильная цепь представляет собой очень быстро действующее устройство. По мере увеличения диапазона регулирования угла управления полоса пропускания существенно сужается (соответствует кривой 3 при $\omega_q/\omega_0 < 5$). Если в качестве вентилей используются выключаемые (двуходационные) тиристоры или транзисторы в ключевом режиме, то полоса пропускания вентильной цепи ограничивается только кривой 2 и при больших диапазонах углов управления она значительно более широкая, чем для той же вентильной цепи с обычными тиристорами.

Возмущения, поступающие по силовой цепи и по амплитуде модуляции угла и по частоте соответствующие полосе пропускания вентильной цепи, специальным регулированием могут быть подавлены. Сигналы, выходящие за полосу пропускания, воспроизводятся вентильной цепью с существенными искажениями, и, при возможности, они должны быть устранены специальными мерами в силовой цепи и в системе управления (например, специальными фильтрами).

Как видим, при соблюдении условий симметрии (31), многомостовая вентильная цепь обретает новые свойства, качественно отличающиеся от свойств, которыми обладает каждый из мостов в ее входящих — существенно снижается содержание высших гармоник в токах и напряжениях и повышается быстродействие.

В силу общности полученных выражений они применимы для анализа процессов с учетом конечных значений длительностей коммутационных интервалов. Коммутационные интервалы отражаются в скачках модуля сетевого напряжения u_0 и его фазы ρ_0 и в таком виде учитываются в полученных общих выражениях. Но для получения значений этих скачков необходимо провести расчет коммутационного интервала всей цепи,

т. е. рассмотреть совместно выражения для токов и напряжений вентильной цепи с выражениями, описывающими внешние цепи переменного и постоянного тока, присоединенные к вентильной цепи. Эта задача, очевидно, оказывается существенно более сложной. Чтобы упростить задачу, пренебрегают сопротивлением в контуре коммутации и получают мгновенную коммутацию вентилем, при этом отпадает необходимость взаимосвязанного рассмотрения выражений для напряжений и токов вентильной цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление и его приложения к задачам электромеханики.— М.—Л.: Энергия, 1964.

2. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.

3. Грабовецкий Г. В. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых цепях вентильных преобразователей частоты.— Электричество, 1973, № 6.

4. Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами.— М.: Энергия, 1970.

5. Чванов В. А. Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией.— М.: Энергия, 1978.

6. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями.— М.: Энергия, 1975.

7. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины.— М.: Энергия, 1980.

[09.02.90]

УДК 621.314.6:621.362.2.027.3

Динамические характеристики высоковольтного преобразователя с прямоугольным промежуточным напряжением

ПОКРЫВАЙЛО А. Д.

Знание динамических характеристик (ДХ) высоковольтных преобразователей (ВП) необходимо для определения необходимого быстродействия защиты от перенапряжений и регуляторов при сбросе нагрузки, допустимости включения ВП «толчком» (при номинальном напряжении питания инверторов), расчета точностных параметров и динамических свойств источника питания в целом и т. п. В литературе этот вопрос освещен недостаточно. В некоторой степени проблему восполняют работы [1, 2]. В [1] с использованием универсальных программ рассчитаны ДХ несимметричного умножителя напряжения, питаемого синусоидальным напряжением для некоторых числовых значений. Пренебрежение реактивными параметрами трансформатора обусловило значительное качественное и количественное

расхождение с экспериментальными ДХ. В [2] рассчитаны обобщенные ДХ преобразователя для заряда емкостного накопителя энергии, соответствующего эквивалентной схеме ВП [3], показанной на рис. 1, на холостом ходу в диапазоне выходных напряжений от нуля до напряжения $U_{обк}$, при котором имеет место режим бестоковой коммутации (РБК), т. е. ток обмоток трансформатора спадает до нуля к концу полуperiода питающего напряжения.

В данной статье получены ДХ ВП, содержащих мостовые схемы выпрямления с емкостным фильтром и умножения напряжения. Рассмотрим пуск преобразователя, содержащего мостовой выпрямитель. Выделим два случая. В первом заряд конденсатора фильтра продолжается за большое число периодов (практически более пяти). Такой режим соответствует неравенству $\omega_f \ll \omega$, где $\omega_f = 1/\sqrt{LC_f}$ — собственная частота контура, образованного индуктивностью рассеяния трансформатора и емкостью фильтра. Расчет пуска может быть произведен методом линейно-непрерывной аппроксимации [2].

Пользуясь внешними характеристиками ВП, полученными в [3], нетрудно рассчитать для холостого хода ДХ по формуле

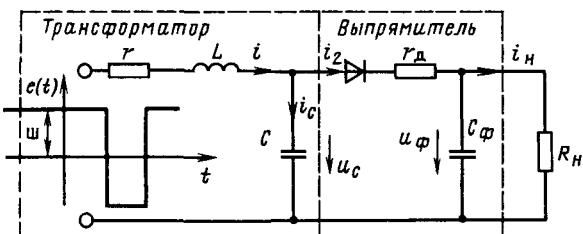


Рис. 1. Эквивалентная расчетная схема: L , C — индуктивность рассеяния и паразитная емкость трансформатора; r — суммарное сопротивление обмоток, приведенное ко вторичной обмотке; C_Φ — емкость фильтра; R_h — сопротивление нагрузки; r_d — сопротивление открытых вентилем

$$u_\Phi = \frac{1}{C_\Phi} \int_0^t i_0 dt,$$

или в безразмерном виде

$$\bar{u}_\Phi = \frac{T}{\rho C_\Phi} \int_0^{\bar{i}} \bar{i}_0 d\bar{t} = \int_0^{\bar{i}} \bar{i}_0 d\bar{\tau}, \quad (1)$$

где $\bar{\tau} = \frac{T}{\rho C_\Phi} \bar{t}$ — безразмерное время, учитывающее соотношение длительности периода T и постоянной времени ρC_Φ , $i_0 \equiv i_0$ в обозначениях [3, рис. 2, а]. $\rho = \sqrt{L/C}$ — волновое сопротивление трансформатора; T — период частоты преобразования; $u_\Phi = u_\Phi/E$; $\bar{t} = t/T$; $\bar{i}_0 = i_0/I^*$, $I^* = E/\rho$.

Введем также относительную частоту $\bar{\omega} = \omega_0/\omega$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — собственная круговая частота трансформатора; ω — круговая частота преобразования.

Для расчета графоаналитическим методом воспользуемся формулой в конечных приращениях:

$$\Delta \bar{u}_\Phi = \bar{i}_0 \Delta \bar{\tau}. \quad (2)$$

По ней рассчитаны динамические характеристики; они приведены на рис. 2 и отражают форму тока, заряжающего C_Φ . Поскольку при $u_\Phi < U_{обк}$, заряд C_Φ идет большую часть периода, u_Φ нарастает быстро, а затем, когда u_Φ превысит $U_{обк}$, кривые претерпевают излом: скорость роста u_Φ сильно уменьшается, что связано с малой длительностью импульса тока через вентили [3]. Кривые для $\omega = 4$ и 6 имеют два излома, объясняемые наличием на внешних характеристиках, соответствующих этим значениям, двух площадок.

Рисунок 2 адекватно отражает динамику выпрямителя в режиме холостого хода, поскольку разряд C_Φ в течение процесса не учтен. С учетом тока разряда C_Φ формула (2) приобретает вид

$$\Delta \bar{u}_\Phi = (\bar{i}_0 - \bar{u}_\Phi / \bar{R}_h) \Delta \bar{\tau}, \quad (3)$$

где $\bar{R}_h = R_h/\rho$.

Из (3) следует, что под нагрузкой заряд C_Φ происходит медленнее, т. е. соответствующие кривые располагаются на графике ниже, чем на холостом ходу, а процесс установления выходного напряжения происходит существенно быстрее. Для сравнения на рис. 2 показана кривая заряда C_Φ для $R_h = \rho$, $\omega = 2$.

Если ω и ω_Φ отличаются немного, заряд C_Φ происходит уже в первые полупериоды, что связано с большими пусковыми токами и возможностью перенапряжений на высоковольтном выходе, достигающих двухкратных, так как фактически происходит подключение колебательного контура LC_Φ при нулевых начальных условиях к источнику постоянной э. д. с. [4]. Эта особенность пуска ВП не получила отражения в литературе и характерна, по-видимому, только для ВП, трансформаторы которых обладают большой индуктивностью рассеяния. Последняя образует

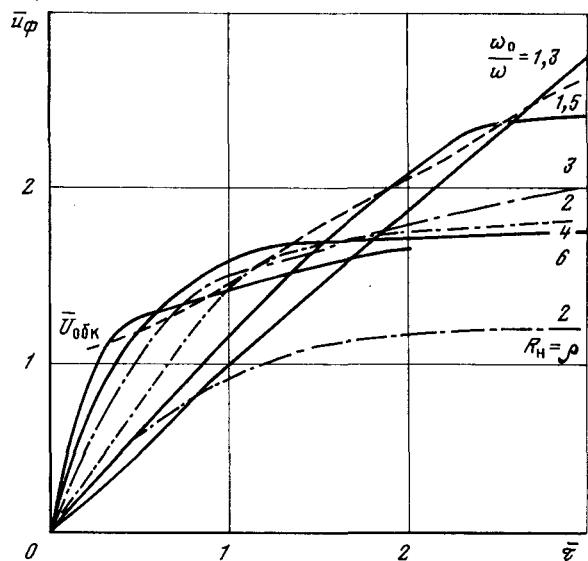


Рис. 2. Динамические характеристики выпрямителя, питаемого прямоугольным напряжением, на холостом ходу (для $\omega_0/\omega=2$ показан заряд C_Φ под нагрузкой ($R_h=\rho$))

колебательный контур с C_Φ , имеющий достаточно высокую добротность даже для номинальной нагрузки. Например, для $L=0,1$ Гн, $C_\Phi=10^{-9}$ Ф, $R_h=10^5$ Ом получаем значение добротности $Q=R_h/\rho_\Phi=10$, где $\rho_\Phi=\sqrt{LC_\Phi}$ — волновое сопротивление контура.

Оценку превышения пусковых токов над номинальными можно провести следующим простым способом. Без учета затухания амплитуда тока обмотки в первом полупериоде составит $I_m = E/\rho_\Phi$. В периодическом режиме характерным является значение $I_{m1}=(E+u_\Phi)/\rho$ [3]. Принимая $E \approx u_\Phi$, вычисляем кратность превышения пускового тока для вышеприведенных параметров:

$$K=I_m/I_{m1}=5.$$

Расчет переходного процесса выполнен методом припасовывания по программе, составленной на языке PL/I ДОС ЕС. По этой программе может быть также рассчитан периодический режим ВП. Тогда расчет ведется до установления периодического процесса. Заметим, что результаты расчетов периодических режимов как данным методом, так и в предположении бесконечности C_Φ [3] в практически важных случаях $\omega C_\Phi R_h \gg 1$ весьма близки и хорошо совпадают с экспериментальными данными.

В качестве примера приведем результаты расчета переходного процесса в ВП с параметрами: $L=0,1$ Гн, $C=10^{-11}$ Ф, $C_\Phi=10^{-9}$ Ф, $r=r_d=10^3$ Ом, $R_h=3,2 \cdot 10^5$ Ом, $T=50$ мкс, $E=3,9$ кВ. В этом случае в соответствии с изложенным ранее в первом полупериоде после включения развиваются значительные перенапряжения

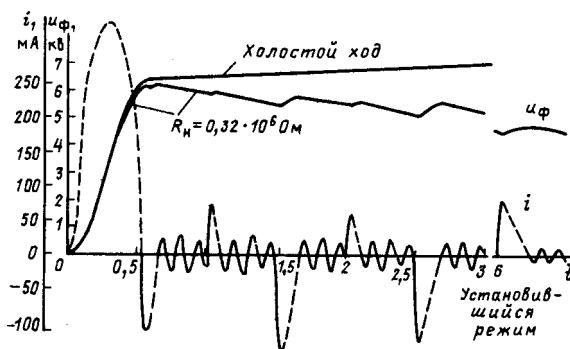


Рис. 3. Включение высоковольтного мостового выпрямителя на источник прямоугольного наряжения (пунктиром показаны интервалы открытия вентиляй): $L=0,1 \text{ Гн}$; $C=10^{-11}$; $C_\phi=10^{-9} \Phi$; $r=r_d=10^3 \Omega$, $T=50 \mu\text{s}$

жения (см. рис. 3), достигающие кратности $K=1,5$. Амплитуда пускового тока в соответствии с вышеприведенной оценкой примерно в 5 раз превышает амплитуду тока в установившемся режиме. Во втором и последующих полупериодах амплитуда тока существенно меньше, а форма его сходна с формой тока в установившемся режиме. Интересно, что в течение полупериода наблюдается повторное открытие вентиляй одной и той же группы (пунктирные части кривой тока). Это связано с тем, что напряжение на конденсаторе фильтра, емкость которого в данном расчете конечна, в течение полупериода уменьшается за счет разряда конденсатора на нагрузку, и напряжение обмотки трансформатора может в определенные моменты превысить его.

Рассмотренный режим пуска может представлять опасность для элементов ВП. Например, в полумостовом инверторе с напряжением питания 240 В (коэффициент трансформации равен 33) амплитуда пускового тока транзисторов составляет 10 А, что выше допустимого по ТУ на ряд мощных транзисторов [5]. Полупоракратные и более перенапряжения в высоковольтном выпрямителе также весьма неблагоприятны для надежности ВП. Тем не менее, ВП с быстрым нарастанием выходного напряжения могут найти применение в высоковольтных источниках питания с импульсным выходным напряжением [6]. При этом низкий уровень пульсаций достигается в модульных многофазных ВП [7].

Рассмотрим теперь процесс сброса нагрузки, полагая для простоты, что изменение R_n происходит мгновенно. Основной задачей исследования этого аварийного режима является определение необходимого быстродействия защиты и/или регуляторов напряжения питания инверторов, т. е. фактически времени нарастания выходного напряжения до допустимого, которое не должно превышать испытательного.

Для оптимально спроектированного преобразователя $U_{\text{ном}} \approx U_{\text{обк}}$, поэтому после сброса на-

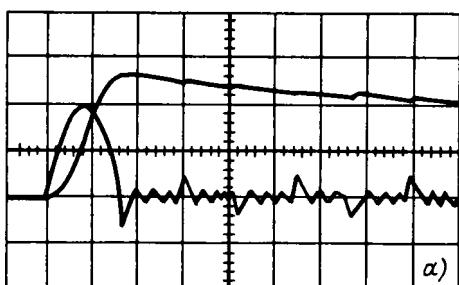
грузки рост выходного напряжения с превышением им $U_{\text{обк}}$ резко снижается, как видно из динамических характеристик рис. 2. Это благоприятно с точки зрения организации защиты от перенапряжений. Заметим, что если рис. 2 при $u_\phi < U_{\text{обк}}$ нельзя пользоваться для некоторых сочетаний параметров, например, $L=0,1 \text{ Гн}$, $C_\phi=10^{-9} \Phi$, $T=5 \cdot 10^{-5} \text{ с}$, поскольку заряд C_ϕ происходит за небольшое число полупериодов, то при $u_\phi > U_{\text{обк}}$ это вполне возможно. Подсчитаем время роста u_ϕ до $1,25 U_{\text{обк}}$ для данных значений параметров. Пользуясь кривой для $\omega=6$, находим $\Delta t=0,7$, откуда $\Delta t=1,4$, т. е. рост перенапряжения на 25 % достигается через 3 полупериода питающего напряжения. За это время должна сработать защита, обеспечивающая срыв генерации напряжения инверторов, поскольку за столь короткое время не обеспечить необходимое снижение напряжения питания инверторов, так как регулятор не обладает достаточным быстродействием. Защита, т. е. отключение ВП, может быть осуществлена как по цепям возбуждения, так и по силовым цепям.

До сих пор мы полагаем, что выпрямитель выполнен в виде мостовой схемы с емкостным фильтром. Большой интерес, в том числе и для проектирования зарядных устройств емкостных накопителей, представляет вопрос о том, каковы будут ДХ, если выпрямитель выполнен по схеме умножения. Ограничимся рассмотрением мостовой схемы умножения.

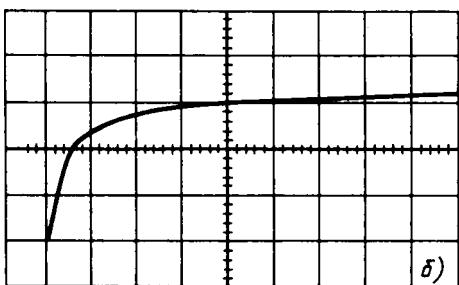
Если полагать, что переходный процесс происходит в течение достаточно большого числа периодов, выпрямитель для трансформатора представляет емкостную нагрузку, и его можно заменить источником э. д. с. $U_0=U_n/N$, где U_n — выходное напряжение; N — кратность умножения. Тогда ток обмоток будет такой, как и в случае мостового выпрямителя при условии, что сопротивление нагрузки его в N^2 раз меньше [3], а в конденсаторы умножителя поступит такой же заряд. Учитывая, что число конденсаторов в мостовой схеме умножения $3N-2$ и вводя обозначение $C_y=bC_\phi$, где C_y — емкость конденсаторов умножителя, из условия баланса зарядов нетрудно получить, что изменение выходных напряжений умножителя ΔU_n и выпрямителя Δu_0 за единицу времени связаны соотношением

$$\Delta U_n = \frac{N \Delta U_0}{b(3N-2)}. \quad (4)$$

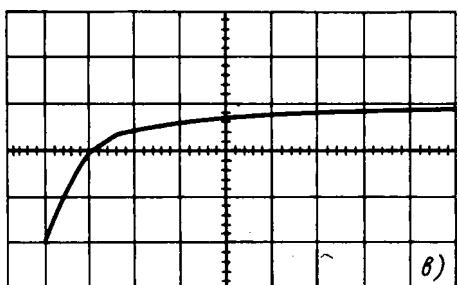
Таким образом, ДХ мостового выпрямителя на рис. 2 с учетом (4) позволяют определить ДХ мостового умножителя. При этом в расчете необходимо принять $C_\phi=(3N-2)C_y$. Тогда соглас-



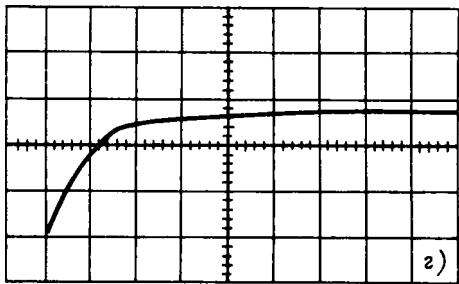
а)



б)



в)



г)

Рис. 4. Включение ВП с мостовым выпрямителем (а, б), удвоителем (в) и учетверителем (г) напряжения ($C_{\phi}=C_y=1000$ пФ, число витков первичной обмотки трансформатора 60, вторичной — 2000): а — обмотки расположены на одном керне ($L=0,12$ Гн, $C=10$ пФ), $T=50$ мкс, напряжение первичной обмотки $u_1=25$ В, указаны ток первичной обмотки (1 А/дел.) и импульс высокого напряжения (0,4 кВ/дел.), развертка 20 мкс/дел., $R_h=330$ кОм; б — г — обмотки расположены на разных кернах ($L=0,8$ Гн, $C=9 \div 13$ пФ, большее значение соответствует учетверителю напряжения) $T=40$ мкс ($\omega=2$); б — $u_1=50$ В, $R_h=50$ мОм, по вертикали 1 кВ/дел., развертка 0,5 мс/дел., в — $u_1=25$ В, $R_h=200$ мОм, по вертикали 1 кВ/дел., развертка 1 мс/дел.; г — $u_1=12,5$ В, $R_h=800$ мОм, по вертикали 1 кВ/дел., развертка 2 мс/дел. Вологодская областная универсальная научная библиотека

но [4] $\Delta U_h = N \Delta U_0$, т. е. для ДХ ВП, содержащего умножитель напряжения на N и выполненного по мостовой схеме выпрямителя при условии равенства приведенных сопротивлений нагрузки одинаковы.

Экспериментальная проверка проводилась на ВП, содержащем трансформатор на П-образном магнитопроводе ПК40×18 3000НМС в широком диапазоне обмоточных данных (паразитных реактивностей трансформатора), емкостей и числа каскадов умножителя напряжения, частоты преобразования и показала хорошее совпадение с теоретическим анализом. Некоторые характерные осциллограммы тока первичной обмотки и выходного напряжения ВП (измерялось с помощью компенсированного делителя напряжения с входным сопротивлением 100 МОм и временем нарастания не более 0,5 мкс) приведены на рис. 4, а—г. В частности, осциллограммы рис. 4, б—г наглядно показывают, что скорость нарастания выходного напряжения обратно пропорциональна сумме емкостей конденсаторов схемы выпрямления (умножения напряжения).

Пример. Высоковольтный трансформатор с номинальным напряжением 10 кВ, током нагрузки 10 мА содержит мостовую схему удвоения напряжения, емкость конденсаторов $C_y=1000$ пФ. Параметры трансформатора: $L=0,8$ Гн, $C=11$ пФ. Частота преобразования 25 кГц. Определим время нарастания выходного напряжения а) от нуля до $\bar{U}_{обк}$ и б) от $\bar{U}_{обк}$ до 1,15 $\bar{U}_{обк}$ в режиме холостого хода.

С этой целью находим: $\bar{\omega}=2,15 \approx 2$, $\rho=0,27 \cdot 10^5$ Ом, $C_{\phi}=(3N-2)C_y=4000$ пФ. По соответствующей кривой рис. 2 определяем: а) $\Delta t_1=1,1$, или $\Delta t_1=\rho C_{\phi} \Delta \bar{U}_1=1,2 \cdot 10^{-3}$ с; б) $\Delta t_2=1,5$, или $\Delta t_2=1,6 \cdot 10^{-3}$ с. Эти значения согласуются с осциллограммой рис. 4, в.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Власов В. В., Филимонов В. И., Барабошкин В. С. Результаты автоматизированного проектирования высоковольтных умножителей напряжения.— Электричество, 1986, № 10.

2. Кныш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов.— Л.: Энергоиздат, 1981.

3. Покрывайло А. Д. Расчет и оптимизация высоковольтного преобразователя с прямоугольным промежуточным напряжением.— Электричество, 1989, № 8.

4. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники, ч. 1.— Л.: Энергия, 1967.

5. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы. Справочник / Под ред. А. В. Голомедова.— М.: Радио и связь, 1985.

6. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источник электропитания высокого напряжения РЭА.— М.: Радио и связь, 1986.

7. Петров Ю. И., Покрывайло А. Д. Высоковольтный конвертор.— ПТЭ, 1986, № 2.

Разработка и перспективы широкого внедрения адаптивных электроприводов

БОРЦОВ Ю. А., доктор техн. наук, проф.

Ленинград

Автоматизированные электроприводы и следящие системы в различных отраслях промышленности (САУ) представляют собой нелинейные динамические системы высокого порядка, обычно с заметным влиянием на их работу упругих звеньев. Вторым существенным фактором, определяющим качество САУ, является нестабильность, т. е. нестационарность ее параметров и нелинейности «сквозных» характеристик отдельных звеньев и блоков. Третьим существенным для практического применения САУ фактором являются трудности идентификации электроприводов при экспериментальном исследовании их параметров на стадии наладки и возможные изменения параметров при эксплуатации, ремонте и модернизации. Стремление обеспечить устойчивую работу автоматической системы при любых, даже непредвиденных заранее изменениях в САУ или условиях ее работы вынуждает наладчиков системы действовать таким образом, что в конечном итоге приводит к существенному недоиспользованию возможностей современной полупроводниковой и микропроцессорной техники, снижает производительность установки и ухудшает качество выпускаемой продукции.

Заметим, что стоимость наладки современного автоматизированного электропривода составляет более 10 % его общей стоимости, а потери, связанные с выходными показателями качества производимой продукции, обычно во много раз превышают стоимость электрооборудования.

Основными причинами, обусловившими актуальность придания автоматическим электроприводам (САУ) свойств оптимизации, адаптации и идентификации, являются:

необходимость поддержания в течение всего периода работы в промышленных условиях требуемой по условиям технологии оптимизации электроприводов с целью обеспечения проектных показателей производительности установок и качества выпускаемой ими продукции;

стремление к облегчению комплектации электрооборудования;

сокращение сроков наладки и переналадки электроприводов, т. е. « заводская готовность» их после ремонта и модернизации;

необходимость сокращения затрат на дефицитные электротехнические материалы, черные мегаллы, снижения трудоемкости изготовления и стоимости механоконструкций;

повышение надежности электроприводов, т. е. способности объекта управления выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях.

Решение задачи кибернетического управления (оптимизации, идентификации и адаптации) на исполнительном уровне стало возможным лишь на основе сочетания мировых и отечественных научных и практических результатов в области системного подхода и теории автоматического управления с современными достижениями микроэлектроники и микропроцессорной техники. Наиболее быстрые адаптивные процессы достигаются в беспоисковых самонастраивающихся системах (СНС). Наличие в электромеханических системах быстроменяющихся параметров сделало необходимым введение, кроме параметрической самонастройки, отрабатывающей медленные, но существенные изменения (в 5—10 раз) параметров объекта, еще и сигнальной самонастройки, которая не содержит элементов с памятью, блоков умножения и действует непосредственно на вход адаптируемой системы (рис. 1, а). Оба алгоритма самонастройки были синтезированы прямым методом А. М. Ляпунова. Аналогичные в практическом отношении результаты были получены и при использовании метода гиперустойчивости В. М. Попова.

В [1] впервые с позиций современной теории восстановления состояний теоретически и экспериментально была обоснована возможность и эффективность применения стационарных динамических наблюдателей в адаптивных электромеханических системах с эталонными модулями. Предварительные условия работоспособности такой структуры («быстрая» адаптация с соотношением между временем адаптации t_a и временем регулирования t_p , равным $t_a = (0,2—0,3) t_p$, и частотный сдвиг наблюдателя относительно электромеханического объекта на октаву вправо) были уточнены в дальнейшем и даны в виде более строгих аналитических формулировок [2] и условий необходимости улучшения оценки наблюдения стационарного наблюдателя путем введения и для него сигнальной адаптации. Синтез быстрых алгоритмов и сдвиг полюсов наблюдателя вправо не более чем в 2—3 раза обеспечивает необходимую помехозащищенность адаптивной структуры в отличие от идентификаторов, использующих для получения производных от выходной переменной дифференцирующие звенья.

При решении задачи о рациональных принципах

пах построения адаптивных регуляторов были выбраны беспоисковые адаптивные системы с эталонной моделью (АСЭМ) и с настраиваемой моделью (АСНМ), обеспечивающие наибольшую простоту и высокую надежность адаптивной структуры электропривода, представляющую собой «обычную» замкнутую систему, дополненную кибернетической приставкой (КП), осуществляющей функции оптимизации с помощью модели, идентификации с помощью наблюдателя и адаптации (комбинированная или сигнальная СНС).

Алгоритм функционирования адаптивной системы и его конкретные технические реализации без требований к установке дополнительных датчиков обеспечивают универсальность применения алгоритма в различных структурах автоматических систем, содержащих исполнительные приводы, особенно в системах стабилизации скорости или частоты вращения машин и механизмов в следящих системах с повышенными требованиями к быстродействию и точности, определяющими производительность и качество работы промышленного оборудования. Применение адаптивного регулятора особенно эффективно в унифицированных электромеханических системах с подчиненными контурами регулирования.

Простейшие структуры АСЭМ, содержащие только сигнальную самонастройку, с помощью ВНИИэлектропривода были первыми внедрены в промышленные электроприводы широкого применения, главным образом для станков с программным управлением, роботов-манипуляторов и ГПМ. Адаптивный регулятор (АР) при наличии жесткой связи привода с механизмом функционирует в условиях изменения постоянных времени и петлевого коэффициента усиления адаптируемого контура скорости в 5—10 раз, а также любых параметров внутреннего контура тока до 3—5-кратного значения. Принцип построения АСЭМ по сигнальному типу обеспечил простое схемное решение на пяти операционных усилителях с одной основной регулировкой глубины адаптации.

Адаптивный регулятор упругого нелинейного нестационарного объекта (АРУО) также построен по структуре АСЭМ и имеет стационарный наблюдатель упругого двухмассового объекта, вырабатывающий недостающую информацию о движении объекта (конкретно упругий момент и частота вращения второй массы). Адаптивный регулятор упругого объекта применяется в электромеханических следящих и других автоматических системах и осуществляет подавление упругих колебаний. Минимально необходимой информацией для восстановления вектора состояний упругого механического объекта является наличие датчика частоты вращения двигателя. Допу-

скается применение регулятора в системах с изменением частот механического резонанса на декаду и инерционных масс объекта — до 3—5-кратного значения. В данном случае задача подавления упругих колебаний решается принципиально по иному по сравнению с известными способами. Существенно (на порядок) расширяется полоса пропускания и увеличивается добротность. Вместо гибридно-интегральной схемы может быть применен регулятор, выполненный на обычных микросхемах с помощью навесного монтажа.

На рис. 1, б приведена структура адаптивной системы с настраиваемой моделью, сигнальной настройкой и модальным законом управления.

Адаптивные структуры с сигнальной самонастройкой в основном контуре при реализации в промышленных условиях имеют ряд недостатков, особенно при их использовании в тиристорных электроприводах. Основная трудность — необходимость реализации скользящего режима в основном контуре управления, включающем тиристорный преобразователь. Большой коэффициент усиления в контуре самонастройки, обусловленный релейной характеристикой адаптивного механизма, оказывает положительное влияние в нижней части диапазона регулирования. Однако при больших управляющих сигналах это приводит к прорывам в группах тиристоров и склонности системы к автоколебаниям.

За счет использования настраиваемой модели с сигнальной адаптацией скользящий режим из основного контура переносится в подсистему адаптации наблюдателя. Адаптивный сигнал осредняется малоинерционным фильтром.

Модальное управление по полному или редуцированному вектору состояния с передаточной матрицей K подается на вход объекта и (или) на вход типового регулятора системы — сигнал μ . Сигнал приведенных возмущений, выделенных на релейном элементе, осуществляет подстройку модели в соответствии с движением переменных объекта. Одновременно этот же сигнал, осредненный фильтром Φ , поступает на вход объекта. Таким образом, осуществляется и его адаптация. Так как устойчивость адаптивной системы с настраиваемой моделью определяется реализацией процессов самонастройки модели на скользящих режимах, качество работы системы будет зависеть от глубины введения адаптивного сигнала. В данном случае это определяется оптимальным устранением противоречия при выборе фильтра. При малых значениях его постоянной времени улучшается точность компенсации нестабильности параметров объекта, но ухудшаются процессы адаптивной идентификации из-за компенсации адаптивного сигнала сигналом после фильтра Z , что может потребовать измерения полного вектора состояния.

Основное преимущество АСНМ по сравнению

с АСЭМ заключается в «грубости» адаптивных алгоритмов к неуточненным малым параметрам. Другим преимуществом АСНМ является ее относительная простота реализации из-за отсутствия эталонной модели. Указанные адаптивные регуляторы для промышленных электроприводов с тиристорными преобразователями реализованы на той же элементной базе, что и системы управления, и выполнены в виде аналогичных кибернетических приставок к типовым П- и ПИ-регуляторам.

В настоящее время электротехнической промышленностью СССР выпускается адаптивный тиристорный преобразователь серии ТПЕ (мощность — до 10 кВт, ток — до 25 А), обеспечивающий постоянство заданных динамических характеристик электроприводов при 8-кратном изменении любых его параметров и случайном характере внешних возмущений. В нем используется структура АСЭМ. Намечен переход от АСЭМ к АСНМ. Адаптивные регуляторы с эталонной моделью целесообразно применять в маломощных электроприводах (до 0,4 кВт), у которых менее заметно влияние неучтенных малых параметров и возможны форсированные режимы. В более мощных электроприводах с тиристорными преобразователями целесообразно применение адаптивных регуляторов с настраиваемой моделью.

В электроприводах непрерывных линий с малыми отклонениями скорости и слабой нестабильностью параметров электромеханической системы высокое качество регулирования достигается при использовании структуры с дуальной моделью или структуры с адаптивно-нелинейным регулятором. Указанные системы нашли применение в непрерывных высокопроизводительных мелкосортно-проволочных прокатных станах [5].

Так, в результате внедрения таких устройств (разработанных ЛЭТИ) на приводах мелкосортно-проволочного стана достигнуты технические результаты, превышающие мировой уровень:

время восстановления заданной скорости двигателя при входе металла в клеть не более 0,1 с;

значение динамического падения скорости не более 0,15 %;

повышение помехозащищенности системы управления и снижение пульсаций тока до 20 %.

Это позволило на действующем оборудовании: повысить производительность стана за счет проката металла с меньшими разрывами между раскатами и меньшим числом аварийных ситуаций;

улучшить условия эксплуатации силового электрооборудования станов (электродвигателей, тиристорных преобразователей);

повысить качество проката за счет лучшего соблюдения технологических условий процесса прокатки.

Новой областью приложения адаптивного управления стали следящие системы с электро-

приводами, построенными на основе бесконтактных (вентильных) моментных двигателей с непрерывной коммутацией токов статора и постоянными редкоземельными магнитами на роторе, так называемых бесконтактных моментных двигателей постоянного тока (БМДПТ). Этот тип двигателей считается в настоящее время одним из самых перспективных, что объясняется их высокой перегрузочной способностью и возможностью интенсивной эксплуатации, большим сроком службы (десятка тысяч часов), возможностью длительной работы на низких и ползучих скоростях и рядом других привлекательных качеств. Благодаря низкой частоте вращения БМДПТ появляется возможность повысить точность и надежность механизмов, в которых эти двигатели используются, за счет устранения редуктора из кинетической связи двигателя с механизмом.

Первым опытом применения адаптивного управления в следящих системах с бесконтактным моментным приводом явилась разработка адаптивно-модального регулятора для жесткого (неупругого) безредукторного привода. Задачами этой разработки было: исключить тахогенератор, заменив его адаптивными средствами косвенного измерения скорости; обеспечить в реальных условиях нелинейности и нестационарности параметров электромеханического объекта управления близость адаптивной системы к эталонной, заданной неявно в структуре системы с настраиваемой моделью. Экспериментальное исследование разработанной системы показало, что по сравнению с типовой системой с тахогенератором она повышает точность и быстродействие следящей системы и расширяет ее полосу пропускания. Таким образом, применение адаптивного управления в данной системе позволило полностью заменить тахогенератор, повысив одновременно качество управления и придав системе адаптивные свойства.

Следующим этапом стало использование адаптивных методов управления в редукторных следящих приводах с ощутимым влиянием на точность и динамику системы неидеальностей кинематической связи двигателя с механизмом — упругости и зазора в редукторе. Измерение углового положения, необходимое для замыкания главной позиционной обратной связи, наиболее целесообразно осуществлять цифровым датчиком перемещения, установленным на валу механизма, организуя при этом цифровой контур положения. Недостающие для организации модального управления переменные могут быть оценены адаптивным наблюдателем. Пренебрегая малыми постоянными времени усилительно-преобразовательного устройства и якорной цепи двигателя (единицы миллисекунды), для организации эффективного управления достаточно оценить угловые скорости двигателя и механизма.

Для решения этой задачи теория построения

адаптивно-модальных регуляторов была развита применительно к их редуцированным структурам. Такие регуляторы строятся на базе наблюдателя пониженного по сравнению с объектом порядка, в уравнения которого вводится сигнал адаптации, вырабатываемый в скользящих режимах.

Как показали экспериментальные исследования на стенде следящей системы в БМДПТ, разработанный адаптивно-модальный регулятор благодаря введению обратных связей по восстановленным значениям переменных объекта и воздействию сигнала адаптации обеспечивает демпфирование упругих колебаний в системе и увеличивает полосу пропускания и быстродействие следящей системы примерно в три раза по сравнению с традиционно построенной следящей системой, замкнутой обратными связями по положению механизма и скорости двигателя (с помощью тахогенератора). Было выяснено, кроме того, что данная структура оказывается эффективной при наличии зазора в кинематической связи двигателя с механизмом, устраняя возникающие в системе автоколебания.

В связи с широким развитием микропроцессорной (МП) техники были рассмотрены возможности перевода приведенных выше адаптивно-модальных алгоритмов управления в дискретную (цифровую) форму [4]. Основные ограничения при переходе к дискретным алгоритмам:

ограниченность разрядной сетки микроЭВМ делает необходимой замену знаковой функции адаптивного алгоритма функцией насыщения с большим коэффициентом усиления в линейной части;

использование «идеальных» адаптивных алгоритмов, в которых используется ошибка, определенная для момента времени $k+1$, в то время как при практической реализации используется ошибка (или ее интерполяция) в момент времени k .

Указанные ограничения приводят к некоторому снижению эффективности действия адаптивных алгоритмов в цифровом виде по сравнению с их аналоговыми прототипами. Однако в целом цифровой адаптивный регулятор показал хорошую работоспособность и высокие параметры сигнального контура самонастройки.

При использовании адаптивных структур в системах электропривода возможно построение как сигнальных, так и параметрических алгоритмов адаптации. Однако применение сигнальной самонастройки нередко приводит к требованию быстродействия вычислителя, превращающего быстродействие серийных микропроцессоров, использование которых для построения МП-систем электропривода экономически оправдано.

В настоящее время реализация цифрового вычислительного устройства (ЦВУ) осуществляется на различных МП-наборах, среди которых наиболее распространенные являются К18088,

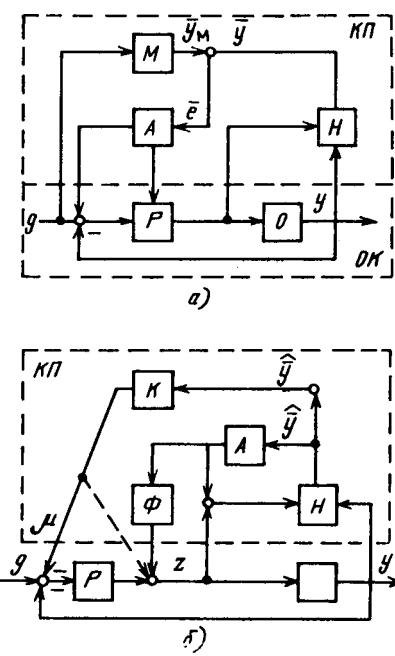


Рис. 1

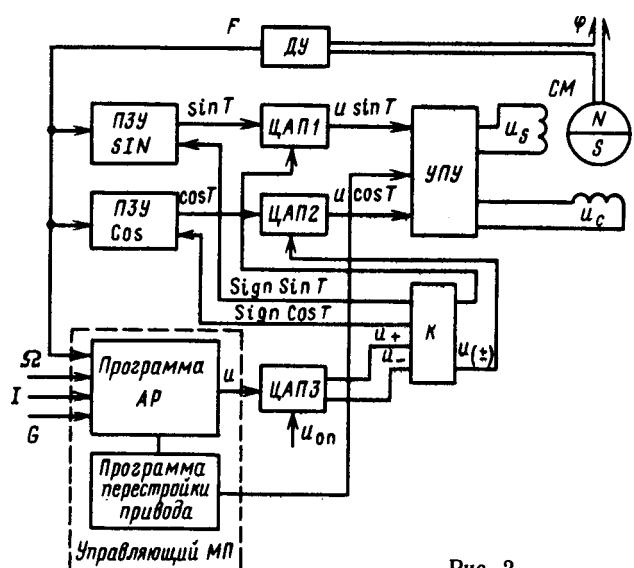


Рис. 2

(К1804 и К1810, и однокристальных микроЭВМ (ОЭВМ) серии К1816. Перспективно использование транспьютеров, а также цифровых процессоров обработки сигнала. Программная реализация алгоритмов управления в микропроцессорных системах электропривода с использованием транспьютеров делает возможным использование более сложных и эффективных законов управления, к которым в первую очередь можно отнести алгоритмы модального, оптимального и адаптивного управлений (6).

Достижению высоких качественных показателей бесконтактного моментного привода (БМП) с одновременной оптимизацией его технико-экономических характеристик может способствовать использование МП-управления для обеспечения адаптивных свойств не только в отношении возмущающих факторов, но и в отношении структурной и параметрической настройки привода, благодаря возможности использования различных схем управления и включения его элементов. При этом структурная и параметрическая перестройка привода может выполняться в процессе работы оборудования с помощью управляющего МП.

Одна из возможных структур МП-системы управления БМП изображена на рис. 2. Особенностью системы является наличие трех контуров: внутреннего контура согласования по положению ротора синхронной машины (СМ), контура управления по регулируемой координате (положение, скорость) и контура управления схемой включения обмоток статора СМ. Такая организация управления приводом позволяет максимально использовать его потенциально высокие возможно-

сти как за счет самонастройки (параметрической или сигнальной), так и благодаря структурной адаптации. При этом применение управляющих МП в сочетании с элементами цифровой вычислительной техники позволяет значительно упростить усилительно-преобразовательное устройство (УПУ) БМП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борцов Ю. А., Поляхов Н. Д. Применение стационарных динамических наблюдателей в адаптивных электромеханических системах с эталонной моделью.— В кн.: Автоматизация производства.— Л.: Изд-во ЛГУ, 1977, вып. 3.
2. Борцов Ю. А., Поляхов Н. Д., Путов В. В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением.— Л.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. Автоматические системы с разрывным управлением.— Л.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Борцов Ю. А., Второв В. Б., Голик С. Е. Адаптивные алгоритмы для микропроцессорных систем управления электромеханическими объектами.— Электромашиностроение и электрооборудование, Киев, 1982, вып. 35.
5. Воронов А. А. Введение в динамику сложных управляемых систем.— М.: Наука, 1985.

[30.11.89]

Сообщения

УДК 621.313.323:072.8.001.6

О регулировании реактивной мощности синхронных двигателей на промышленных предприятиях

ОЖЕХОВСКИЙ Т., канд. техн. наук, РОДИНА Л. С., канд. техн. наук

Синхронные двигатели (СД) в силу ряда преимуществ находят все более широкое применение на промышленных предприятиях для привода различных механизмов, включая привод с ударной механической нагрузкой, а также в сочетании с регулируемыми гидравлическими и электрическими муфтами для механизмов, требующих регулирования скорости.

Главное преимущество СД перед асинхронными двигателями заключается в том, что путем изменения тока возбуждения СД можно изменять величину реактивной мощности. В зависимости от тока возбуждения, который регулируется автоматически по определенному закону, может выдаваться в сеть (при перевозбуждении) или потребляться из сети (при недовозбуждении) различная по значению реактивная мощность. Для наилучшего использования реактивной мощности СД целесообразно одновременно регулировать все двигатели, питающиеся в системе электроснабжения промышленного предприятия [1]. Будем ориентироваться на разработку алгоритмов и программ для микропроцессоров, с помощью которых и будет осуществляться регулирование реактивной мощности СД. В [1] была предложена система иерархического регулирования группы СД, удовлетворяющая требованиям экономичности и простоты технической реализации. Рассмотренный метод декомпозиции задачи дает возможность применить оптимизацию в многопроцессорной системе, в которой с каждой распределительной подстанцией (РП) будет связан один микропроцессор. Таким образом, для решения задачи оптимизации реактивной мощности группы СД применяется метод декомпозиции, который сводится прежде всего к решению элементарной задачи для случая питания группы СД от одной РП.

Система управления СД, подключенных к одной РП, содержит два уровня:

первый уровень образуют индивидуальные регуляторы синхронных двигателей (РСД), структурные схемы и принципы выбора оптимальных уставок которых рассмотрены в [1];

второй уровень создает общий для всех РСД регулятор распределительной подстанции (РРП), обеспечивающий оптимальное распределение реактивной мощности между всеми СД в группе, питающейся от одной РП. Далее будем рассматривать построение алгоритма для целей управления на втором уровне РРП.

Поскольку компенсирующие способности СД ограничены, неравенство мощностей

$$Q_i^{\min} \leq Q_i \leq Q_i^{\max}, \quad i \in I \quad (1)$$

определяет допустимые значения выходных сигналов РРП, т. е. значения задаваемой реактивной мощности для любого i -го СД, $i \in I$, где

$$I = \{i \in N; 1 \leq i \leq m\}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

При работе двигателя с активной мощностью $P_c \in [0, P_N]$ выполняется:

$$\begin{aligned} Q_i^{\min} &\leq 0, \quad i \in I; \\ Q_i^{\max} &\geq Q_{Ni} \text{ или } Q_i^{\max} = 0; \\ Q_i^{\min} &= 0 \text{ при } Q_i^{\max} = 0, \end{aligned} \quad (2a)$$

где Q_{Ni} — номинальная реактивная мощность i -го СД.

В зависимости от режима работы СД и значения активной мощности нагрузки величины в (2a) могут принимать различные значения. Для РРП это будет однозначно связано с необходимостью решения задачи оптимизации при изменяющихся ограничениях. В установленных режимах всегда выполняется условие

$$Q_i^{\max} \neq 0, \quad (2b)$$

а в динамических режимах —

$$Q_i^{\min} = Q_i^{\max} = 0, \quad (2b)$$

что соответствует исключению i -го СД из совместной системы компенсации реактивной мощности (например, во время наброса нагрузки). При экономическом подходе к проблеме распределения реактивной мощности применяется показатель оптимизации в виде суммы потерь активной мощности во всех СД вследствие использования их компенсирующих способностей и потерь активной мощности в линиях связи с РП.

Введем $\mathbf{Q} = [Q_1, \dots, Q_i, \dots, Q_m]$; тогда целевая функция принимает вид

$$f(\mathbf{Q}) = \sum_{i \in I} (b_i Q_i^2 + c_i Q_i), \quad (3)$$

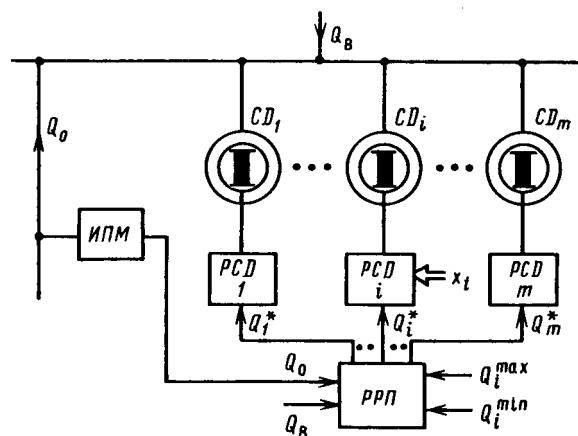


Рис. 1. Система управления СД, питающихся от одной РП: РСД — регулятор СД; РРП — регулятор РП; ИПМ — измерительный преобразователь мощности

а задача оптимизации сводится к определению такого значения Q^* , принадлежащего множеству \mathbf{H} , для которого будет справедливо следующее соотношение:

$$f(Q^*) = \min_{Q \in \mathbf{H}} f(Q), \quad (4)$$

где $\mathbf{H} = \left\{ \sum_{i \in I} Q_i = Q_{b0}, Q_i^{\min} \leq Q_i \leq Q_i^{\max}, i \in I \right\}$.

В допустимом множестве \mathbf{H} значение реактивной мощности Q_{b0} определяется суммой $Q_{b0} = Q_0 + Q_b$ мощностей компенсированных потребителей Q_0 и требуемой мощности Q_b , которую рассматриваемая группа «*т*» СД должна дополнительно генерировать во внешнюю систему электроснабжения. Ограничения по реактивной мощности отдельных СД определяет компенсирующую способность группы СД, то есть множество Ω допустимых значений реактивной мощности, выдаваемой всеми СД:

$$\Omega = \left\{ \sum_{i \in I} Q_i^{\min} \leq Q \leq \sum_{i \in I} Q_i^{\max} \right\}.$$

Поскольку Q_0 выбирается произвольно, мощность Q_{b0} принимает различные значения. В особом случае, если Q_{b0} не принадлежит множеству Ω , тогда $\mathbf{H} = 0$, и решение задачи (4) является невозможным. В таком случае всем СД присваиваем значения:

$Q_i := Q_i^{\max}$ при Q_{b0} больше значения верхней границы множества Ω ($Q_{b0} > \sup \Omega$);

$Q_i := Q_i^{\min}$ при Q_{b0} меньше значения нижней границы множества Ω ($Q_{b0} < \inf \Omega$).

Тогда задачу можно решить, рассматривая систему (5), составленную на основании условий Куна—Таккера, который для целевой функции (3) имеют вид:

$$2b_i Q_i + c_i + z_i - y = 0 \text{ для } i \in I; \quad (5a)$$

$$Q_i^{\min} \leq Q_i \leq Q_i^{\max}; \quad (5b)$$

$$Q_i = Q_i^{\min} \text{ при } z_i < 0; \quad (5c)$$

$$Q_i = Q_i^{\max} \text{ при } z_i > 0; \quad (5d)$$

$$-\sum_{i \in I} Q_i + Q_{b0} = 0, \quad (5e)$$

где z_i , y — дополнительные переменные для ограничений, определяющих множество \mathbf{H} .

Рассматривая зависимость между y и Q_i для положительных и отрицательных значений переменной z_i , из (5a) — (5e) следует однозначное соответствие:

$$y \rightarrow Q_i(y) \text{ и } (y, Q_i(y)) \rightarrow z_i.$$

Для всех $i \in I$ функции мощности $Q_i(y)$ принимают вид:

$$Q_i(y) = \begin{cases} Q_i^{\min} & \text{для } y < y_i^{\min}; \\ \frac{1}{2b_i} y - \frac{c_i}{2b_i} & \text{для } y \in [y_i^{\min}, y_i^{\max}]; \\ Q_i^{\max} & \text{для } y > y_i^{\max}, \end{cases} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} y_i^{\min} &= 2b_i Q_i^{\min} + c_i; \\ y_i^{\max} &= 2b_i Q_i^{\max} + c_i. \end{aligned} \quad (7)$$

Переменные z_i вычисляем из уравнения (5a), приведенного к следующему виду:

$$z_i = y - (2b_i Q_i(y) + c_i). \quad (8)$$

Для любого значения y , определенного через выражения (6) и (8), величины Q_i , z_i удовлетворяют условиям (5a) — (5e). Отсюда следует вывод, что группа «*т*» СД оптимальным образом генерирует реактивную мощность $\sum_{i \in I} Q_i(y)$.

Вводя функцию

$$Q_{\Sigma} = \sum_{i \in I} Q_i(y), \quad (9)$$

задачу оптимизации (4) сведем к поиску значения y^* , удовлетворяющего (10):

$$Q_{\Sigma}(y^*) = Q_{b0}. \quad (10)$$

Рассмотрим метод определения значения y^* , т. е. решения уравнения (10). Кусочно-линейные функции $Q_i(y)$ представим в виде

$$Q_i(y) = \alpha_i(y)y - \beta_i(y). \quad (11)$$

Для двигателей, принадлежащих множеству $I^0 = \{i \in I : Q_i^{\max} \neq 0\}$, из выражения (6), получаем значения коэффициентов α_i и β_i :

$$\left. \begin{array}{ll} \alpha_i = 0, \beta_i = -Q_i^{\min} & \text{при } y < \inf Y_i; \\ \alpha_i = \frac{1}{2b_i}, \beta_i = -\frac{c_i}{2b_i} & \text{при } y \in Y_i; \\ \alpha_i = 0, \beta_i = -Q_i^{\max} & \text{при } y > \sup Y_i, \end{array} \right\} \quad (12)$$

где

$$Y_i = \{y_i^{\min} \leq y \leq y_i^{\max}\}.$$

В особом случае ограничений (2в), если двигатели не охвачены компенсацией реактивной мощности, коэффициентам α_i , β_i присваиваем значения:

$$\alpha_i = 0, \beta_i = 0.$$

Уравнение непрерывной и кусочно-линейной функции $Q_{\Sigma}(y)$ получаем из равенств (9) и (11), т. е.

$$Q_{\Sigma} = \alpha(y)y - \beta(y), \quad (13)$$

где $\alpha(y) = \sum_{i \in I} \alpha_i(y)$; $\beta(y) = \sum_{i \in I} \beta_i(y)$.

Из уравнения (7) для ограничений Q_i^{\min} , Q_i^{\max} , принимающих значения (2а), очевидно, что для всех СД, принадлежащих I^0 , имеет место неравенство:

$$\max_{i \in I^0} \{y_i^{\min}\} < \min_{i \in I^0} \{y_i^{\max}\}. \quad (14)$$

Из (14) следует, что на множестве \mathbf{Y} , где $\mathbf{Y} = \bigcup_{i \in I^0} Y_i$, функция Q_{Σ} — обратимая, и поэтому для $\mathbf{H} \neq 0$ ($Q_{b0} \in \Omega$) существует такое значение

$$y^* = Q_{\Sigma}^{-1}(Q_{b0}),$$

где $Q_{\Sigma}^{-1} : \Omega \rightarrow \mathbf{Y}$, которое однозначно определяет из (6) координаты $Q_i^*(y^*) = Q_i(y^*)$ вектора $\mathbf{Q}^* \in \mathbf{H}$, т. е. единственной точки минимума:

Из неравенства (14) следуют также свойства:

а) в множестве \mathbf{Y} существует непустое подмножество $\mathbf{Y}_0 \subset \mathbf{Y}$ ($\mathbf{Y}_0 = \bigcap_{i \in I^0} Y_i$), в котором для любого значения $y \in \mathbf{Y}_0$ вектор $\mathbf{Q}^*(y)$ является оптимальным;

чения y_0 , принадлежащего \mathbb{Y}_0 , выполняется равенство

$$\alpha(y_0) = \max_{y \in \mathbb{Y}} \{\alpha(y)\} = \sum_{i \in I^0} \frac{1}{2b_i}; \quad (15)$$

б) если y_0, y_1, y_2 принадлежат \mathbb{Y} и y_0 принадлежит \mathbb{Y}_0 , то имеют место неравенства

$$\left. \begin{array}{l} \alpha(y_0) \leq \alpha(y_1) \leq \alpha(y_2) \text{ при } y_0 \leq y_1 \leq y_2; \\ \alpha(y_0) \geq \alpha(y_1) \geq \alpha(y_2) \text{ при } y_0 \geq y_1 \geq y_2. \end{array} \right\} \quad (16)$$

Используя зависимости (15), (16) получаем один из простейших алгоритмов в виде итераций:

$$y_{k+1} = y_k + \frac{Q_{\Sigma}(y_k) - Q_{\Sigma}(y_k)}{\alpha(y_k)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (17)$$

Для начальной точки $(y_0, Q_{\Sigma}(y_0))$ принимаем любое значение $y_0 \in \mathbb{Y}_0$ (например, $y_0 = \sup \mathbb{Y}_0$), рассчитывая $Q_{\Sigma}(y_0)$ по выражению

$$Q_{\Sigma}(y_0) = y_0 \sum_{i \in I^0} \frac{1}{2b_i} - \sum_{i \in I^0} \frac{c_i}{2b_i}.$$

Конечную точку $y_k = y^*$ получаем, когда выполняется равенство $Q_{\Sigma}(y_k) = Q_{\Sigma}$ при максимальном числе итераций $k_{\max} \leq \bar{l}^0$ (где \bar{l}^0 — мощность множества I^0).

Метод определения значения y^* проиллюстрирован на рис. 2, а обобщенный алгоритм распределения реактивной мощности представлен на рис. 3.

Расчет задаваемой реактивной мощности происходит в дискретные моменты времени $t_j, j_{\min} = 0, 1, 2, \dots$, в зависимости от текущих значений $Q_{\Sigma}(t_j)$, $Q_i^{\min}(t_j)$, $Q_i^{\max}(t_j)$, и предшествующих $Q_{gi}^{\min} = Q_i^{\min}(t_{j-1})$, $Q_{gi}^{\max} = Q_i^{\max}(t_{j-1})$, $Q_{\Sigma}(t_j) = \sum Q_i(t_{j-1})$.

Предложенный алгоритм (рис. 3) удовлетворяет требованиям быстродействия и простоты реализации в микропроцессорной системе. Так в случае пяти синхронных двигателей для микропроцессора типа КР580ВМ80А время расчета реактивных мощностей с учетом алгоритма (17) и всех логических условий составляет 0,001—0,005 с в зависимости от ожидаемой точности вычислений.

Численный метод расчета оптимальной точки минимума является только одним из возможных методов решения задачи оптимизации (4). Другим методом определения оптимальных значений задаваемых РРП реактивных мощностей является применение для этой цели безынерционных аналоговых элементов (рис. 4).

Структура РРП следует из вышеизложенного решения условий Куна—Таккера. Субоптимальное значение y и соответствующие ей субоптимальные значения мощностей $\bar{Q}_i, i \in I$, отклоняются от оптимальных y^* и Q_i^* . Значения этих отклонений зависят от значения коэффициента усиления k , и в случае $k = \infty$ получаем:

$$\bar{y} = y^*, \quad \bar{Q}_i = Q_i^*, \quad i \in I.$$

Правда, в некоторых случаях, могут существовать значительные отклонения ($\Delta y = y^* - \bar{y}$, $\Delta Q_i = Q_i^* - \bar{Q}_i$), однако предложенная система заслуживает внимания, поскольку проста в техническом исполнении и дает возможность применять для оптимизации аналоговые регуляторы реактивной мощности, преимущественно существующие в РСД. В таком исполнении субоптимальное распределение реактивных мощностей портсальская научная группа СД

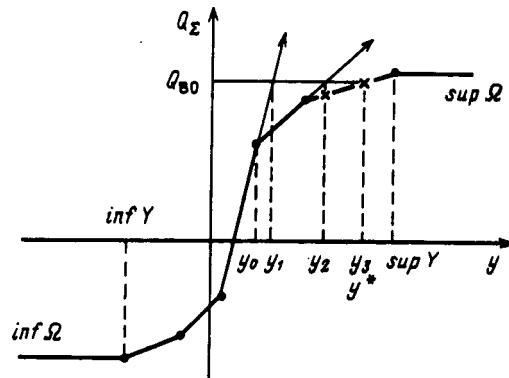


Рис. 2. Иллюстрация метода определения оптимального значения y^*

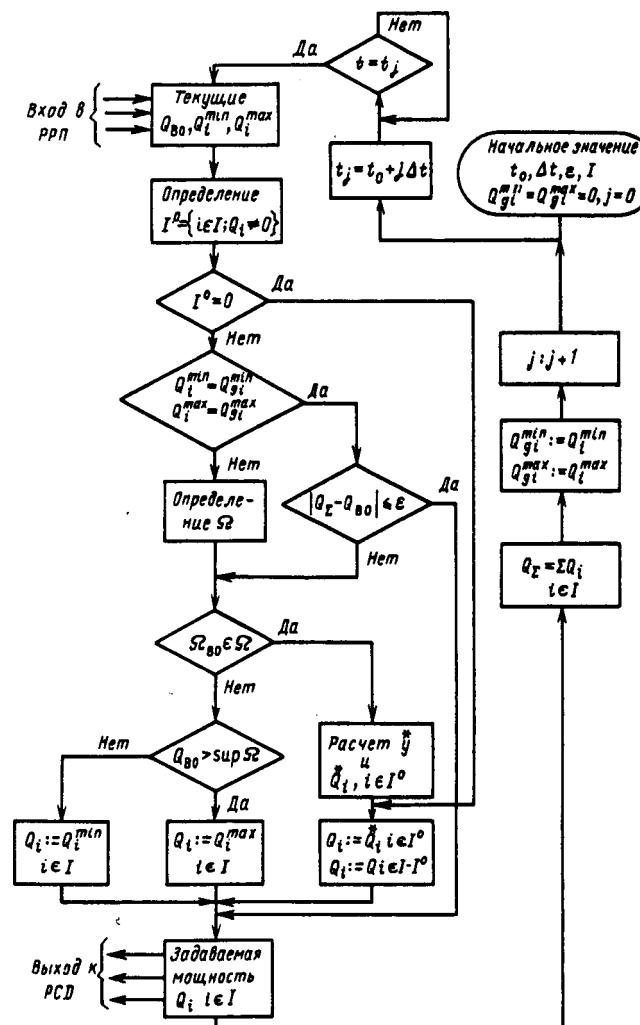


Рис. 3. Структурная схема алгоритма распределения реактивных мощностей группы СД

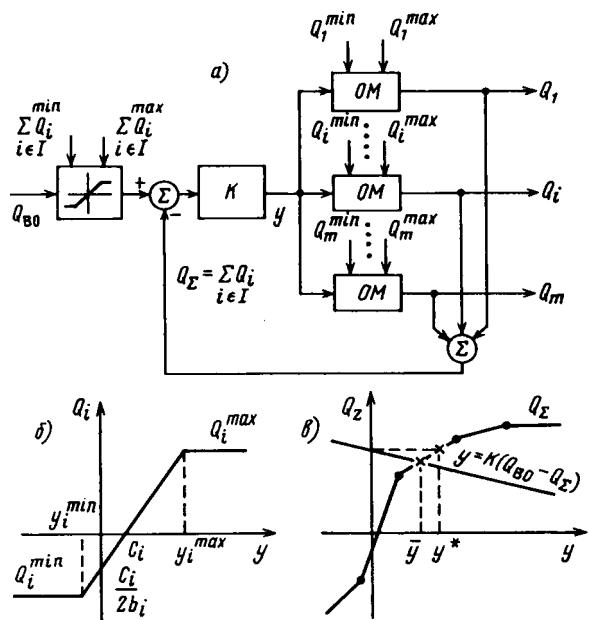


Рис. 4. Применение аналоговых элементов для оптимального распределения реактивной мощности: а — структурная схема РРП; б — статическая характеристика системы задаваемой мощности Q_i (OM); в — иллюстрация определения значения y

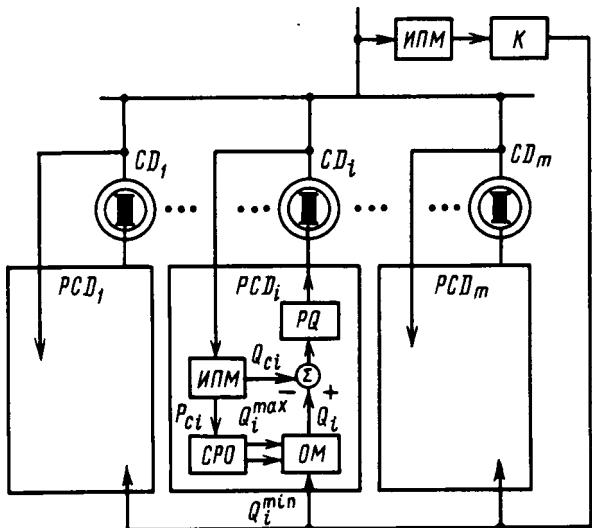


Рис. 5. Пример схемы регулирования реактивной мощности группы СД: PQ — регулятор реактивной мощности; CPO — система расчета ограничений; OM — система задаваемой мощности Q_i ; Q_{ci} , P_{ci} — текущие значения реактивной и активной мощности i -го СД

лучаем в принципе без дополнительных капитало-вложений путем подбора соответствующих уставок в отдельных РСД.

Например, в системе, представленной на рис. 5, регулирование происходит практически на одном уровне, созданном индивидуальными РСД; за второй уровень можно считать преобразователь случайной реактивной мощности в линии электропередачи и регулятор усиления K . Характеристика системы OM на входе РСД должна быть построена согласно рис. 4, б при учете статической погрешности регулирования реактивной мощности данного двигателя.

Предложенная система оптимального распределения реактивной мощности была внедрена на одном из металлургических промышленных предприятий ПНР для трех СД с максимальной компенсирующей способностью $\sum Q_i^{\max} = 11500$ квар. Регулятор распределения мощности был выполнен на аналоговых элементах, а система одновременного регулирования всеми СД соответствовала схеме, представленной на рис. 1 при полной компенсации реактивной мощности на РП, т. е. для $Q_{\text{вн}} = 0$. Для оценки влияния оптимальной системы регулирования на снижение потерь активной мощности проводились сравнительные исследования системы в исполнении РРП в виде:

оптимального, согласно схеме на рис. 4, а;
пропорционального, обеспечивающего распределение реактивной мощности по компенсирующей способности:

$$Q_i = \frac{Q_i^{\max}}{\sum_{i \in I^0} Q_i^{\max}} Q_0 \quad \text{для } i \in I.$$

Точное определение степени уменьшения потерь активной мощности вследствие применения оптимального распределения реактивной мощности представляется невозможным. Это следует из неодинаковых режимов работы СД, разных значений компенсированной мощности и различной частоты реализации ограничений.

Однако, как показали проведенные исследований конкретных схем электроснабжения промышленных предприятий, при оптимальном регулировании реактивной мощности СД происходит снижение потерь активной мощности на 30 %, а в некоторых случаях — и на 60 % по сравнению с распределением реактивной мощности по компенсирующей способности, что позволяет сделать вывод о предпочтении оптимального регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ожеховский Т., Родина Л. С. Принципы иерархического регулирования реактивной мощности группы синхронных двигателей на промышленных предприятиях. — Электричество, 1988, № 8.

[20.02.89]

Электромагнитная связь обмоток якоря и возбуждения двигателей постоянного тока в переходных режимах

ГЛИНКА Т.

Силезский политехнический институт

Некоторые вопросы срабатывания защиты в прокатных электродвигателях постоянного тока. Двигатели постоянного тока, в частности прокатные электродвигатели, имеют защиту как в цепи якоря, так и в цепи возбуждения. Защита эта срабатывает с помощью выключателей, установленных в этих цепях. Характеристика срабатывания защиты якоря имеет весьма сложный характер; выключает она как термические перегрузки, так и перегрузки по току. Срабатывание защиты при динамических перегрузках зависит, как правило, от мгновенных значений тока и от производной тока. Чем скорее нарастает ток якоря, тем меньше мгновенное значение тока, приводящее к срабатыванию защиты. Следует стремиться к тому, чтобы ток в период от возбуждения защиты до прекращения тока не достиг слишком большого значения. Максимальное мгновенное значение тока якоря, приводящее к срабатыванию защиты, как правило, равно $2,5I_N$, а для тока возбуждения — $1,5I_{fN}$.

Такие виды защиты не только защищают двигатель от повреждения при больших перегрузках по току или же от перегрева обмоток, но и сводят к минимуму повреждения двигателя, вызванные, например, коротким замыканием одной из обмоток или же окружной дугой на коллекторе.

В таких случаях быстрое отключение напряжения якоря и тока возбуждения предохраняет двигатель от дальнейшего повреждения.

Анализируя в течение нескольких лет возмущения в работе прокатных электродвигателей с номинальной мощностью 6, 5 и 3 МВт, установлено, что всегда происходит одновременное срабатывание защиты в цепи якоря и в цепи возбуждения независимо от того, где была причина отключения двигателя. Поскольку каждая система защиты была оснащена сигнализацией очередности срабатывания защиты, установлено, что в большинстве случаев первым срабатывает выключатель тока возбуждения, хотя, как оказалось впоследствии, причиной срабатывания защиты была цепь якоря.

Если помехи были в цепи возбуждения двигателя, то отключение тока возбуждения приведет к исчезновению магнитного потока возбуждения и впоследствии при постоянном напряжении питания произойдет мгновенное увеличение тока якоря, которое приводит к срабатыванию максимальной токовой защиты якоря. И наоборот, если прежде срабатывает быстродействующий выключатель тока якоря, то наблюдаются существенные изменения значения тока возбуждения, что в конечном итоге приводит к срабатыванию защиты в этой цепи.

При определенных аварийных возмущениях в цепи якоря, например, при коротком замыкании обмотки добавочных полюсов, коротком замыкании компенсационной обмотки, равно как и при коротком замыкании коллектора по окружной дуге, как правило, в первую очередь срабатывает защита в цепи возбуждения, а затем защита в цепи якоря.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

Магнитная связь обмоток цепи якоря с обмоткой возбуждения в нестационарных процессах. Передача возмущений с цепи якоря на цепь возбуждения в двигателях постоянного тока осуществляется не по простой схеме при сопутствующих этому трех явлениях: индуктивной связи обмотки якоря с обмоткой возбуждения;

насыщении фрагментов магнитной цепи возбуждения током помех цепи якоря;

нелинейной коммутации в режимах возмущения.

Индукционной связью обмотки якоря с обмоткой возбуждения можно в основном пренебречь, поскольку в сопоставлении с двумя остальными явлениями она незначительна. Связь эта зависит от угла поворота оси щеток по отношению к оси возбуждения α_m . При электрическом угле $\alpha_e = p\alpha_m = \pi/2$ (где p — количество пар полюсов) эта связь практически равна нулю.

Влияние намагничивающей силы якоря на изменение тока возбуждения. При работе двигателя в неисправном состоянии, например, при коротком замыкании коллектора по окружной дуге, что весьма часто имеет место в процессе эксплуатации, происходит сильное насыщение магнитной цепи. После короткого замыкания якоря (рис. 1) в обмотке добавочных полюсов и компенсационной обмотке $B1 C2$ изменение тока происходит под действием напряжения источника питания; направление протекания тока соответствует направлению до момента короткого замыкания, а значение тока быстро возрастает до значения короткого замыкания.

В обмотке якоря $A1 A2$ после его короткого замыкания направление тока изменяется, поскольку до момента короткого замыкания воздействие на него осуществлялось напряжением источника питания U , а после короткого замыкания — э. д. с. вращения ротора E (рис. 2). Значение тока якоря возрастает до значения тока короткого замыкания.

До короткого замыкания, т. е. при нормальном режиме работы, протекающие токи создают намагничивающие силы, которые в зоне главных полюсов взаимно компенсируются, а в зоне добавочных полюсов образуют коммутационный поток Φ_k (рис. 1, б). После короткого замыкания якоря его м. д. с. изменяет знак, и м. д. с. обмоток $A1 A2$ и $B1 C2$ суммируются (рис. 2, б),

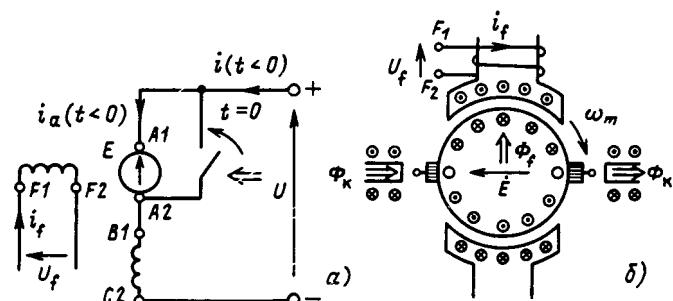


Рис. 1. Направления протекания тока в обмотках двигателя
до короткого замыкания

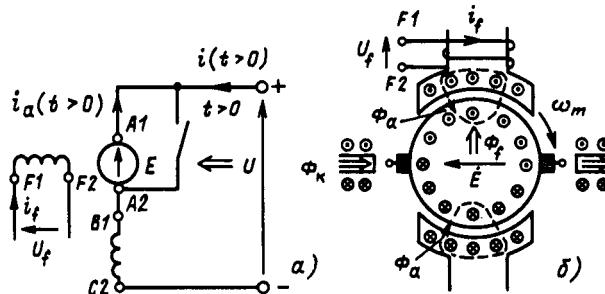


Рис. 2. Направления протекания тока в обмотках двигателя после короткого замыкания обмотки якоря

создавая поток Φ_a , замыкающийся через полюсные башмаки главных полюсов, воздушный зазор, зубцы и ярмо ротора. Поток Φ_a весьма сильно насыщает зубцы ротора и полюсных башмаков главных полюсов, т. е. элементов цепи магнитного возбуждения.

Таким образом, магнитное сопротивление цепи возбуждения $R_{mf}(t)$ мгновенно возрастает. Изменение потока магнитного возбуждения $\Phi_f(t)$ в связи с магнитной инерцией происходит медленнее по сравнению с протеканиями короткого замыкания:

$$\Phi_f(t) = \frac{z_f i_f}{R_{mf}(t)} \quad (1)$$

где i_f — ток возбуждения; z_f — число витков обмотки возбуждения.

При почти скачкообразном нарастании токов в обмотках $A1A2$ и $B1C2$, вызванном, например, круговой дугой на коллекторе, происходит быстрое изменение магнитного сопротивления $R_{mf}(t)$. Магнитное сопротивление $R_{mf}(t)$ изменяется несколько медленнее нежели токи короткого замыкания обмоток в связи с инерционным воздействием вихревых токов, сопряженных с потоком Φ_a .

Из уравнения (1) следует, что быстрое изменение магнитного сопротивления $R_{mf}(t)$ приводит к изменению тока возбуждения i_f .

Значение возмущения тока возбуждения i_f можно рассчитать, например, аналитически методом, приведенным в [1]. В этом методе, разработанном для установившихся состояний, пренебрегают вихревыми токами, сопряженными с потоками Φ_a и Φ_f , и в этой связи получают завышенное значение возмущения тока i_f . В расчетах компенсированных машин м. д. с. якоря следует увеличить на значение м. д. с. компенсационной обмотки, которая приблизительно равна м. д. с. якоря в соответствии с рис. 2.

Изменения тока возбуждения из-за насыщения магнитной цепи, вызванные возмущениями коротких замыканий на коллекторе, можно исследовать при остановленной машине, т. е. в условиях отсутствия коммутационных воздействий. Исследуя это явление, следует повернуть обмотку $A1 A2$, так чтобы м. д. с., образованные обмотками $A1A2$, $B1B2$ и $C1C2$, суммировались, что соответствует условиям замыкания на коллекторе.

Влияние нелинейной коммутации на протекание тока возбуждения. Коммутация тока якоря при дуговом коротком замыкании на коллекторе сопровождается двумя явлениями:

суммированием м. д. с. обмоток $B1C2$ и $A1A2$; инерционными изменениями коммутационного потока Φ_k по отношению к изменениям тока, вызванным вихревыми токами.

М. д. с. обмотки добавочных полюсов и компенсационной обмотки Θ_{B1C2} , действующие в зоне коммутации во время короткого замыкания, не только не компенсируют м. д. с. якоря Θ_{A1A2} , но и увеличивают ее, возбуждая коммутационный поток

$$\Phi_k(t) = \frac{\Theta_{B1C2}(t) + \Theta_{A1A2}(t)}{R_{mq}(t)}. \quad (2)$$

Магнитное сопротивление цепи добавочных полюсов $R_{mq}(t)$ зависит от степени насыщения и от вихревых токов, возбуждаемых в литых элементах [2]. Как следует из уравнения (2) поток Φ_k может достигнуть очень больших значений по отношению к номинальным значениям.

Номинальное значение потока

$$\Phi_{kN} = \frac{(\Theta_{B1C2})_N - (\Theta_{A1A2})_N}{(R_{mq})_0}. \quad (3)$$

В состоянии короткого замыкания на коллекторе числитель уравнения (2) примерно в 100 раз больше числителя уравнения (3). Фактором, ограничивающим поток Φ_k при коротком замыкании коллектора, является только лишь насыщение магнитной цепи и вихревые токи, т. е. магнитное сопротивление $R_{mq}(t)$.

Поток $\Phi_k(t)$ возбуждает в коммутируемых витках обмотки якоря ток i_k , который условно можно подразделить на линейную составляющую i_l и составляющую возмущений i_z , рис. 3:

$$i_k = i_l + i_z. \quad (4)$$

Ток возмущения i_z протекает по замкнутой цепи через щетки и не отводится наружу. Замкнутая цепь тока i_z на рис. 3, б обозначена штриховой линией. Протекание тока во времени i_z зависит от коммутационного потока.

Ток возмущения i_z ограничивается сопротивлением электрической цепи, в особенности сопротивлением перехода между щеткой и коллектором, а также, как следует из уравнений (2), — магнитным сопротивлением $R_{mq}(t)$, ограничивающим поток $\Phi_k(t)$.

При коротком замыкании якоря, равно как и в других аварийных состояниях влияние насыщения и вихревых токов является положительным, поскольку увеличивает магнитное сопротивление $R_{mq}(t)$, а тем самым ограничивает ток возмущения i_z .

Влияние нелинейной коммутации при скачкообразном коротком замыкании обмотки якоря на ток возбуждения можно выяснить по следующей модели:

каждую секцию обмотки с коллектором подразделяем условно на два параллельных витка, причем в одном из них протекает ток i_l , а в другом — ток i_z ;

витки, по которым протекает ток i_l не имеют индуктивной связи с обмоткой возбуждения, подобно как обмотка якоря при $\alpha_e = \pi/2$;

витки, по которым протекает ток возмущения i_z , обладают полной индуктивной связью с обмоткой возбуждения, т. е. ось намагничивающей силы, созданной

этими витками

$$\Theta_z = z_k i_z, \quad (5)$$

совпадает с осью «d» обмотки основных полюсов;

намагничающая сила Θ_z ослабляет намагничающую силу возбуждения Θ_f , поскольку ток i_z является составляющей возмущения замедленного коммутационного тока при работе в генераторном режиме (ток якоря воздействует от э. д. с. вращения);

влияние вихревых токов, сопряженных с потоком возбуждения Φ_f , на протекание тока i_f возбуждения учитывается с помощью магнитного сопротивления этой цепи $R_{mf}(t)$.

В этой модели (рис. 4) быстрое изменение тока i_z путем подачи на обмотку постоянного напряжения приводит к изменению тока возбуждения i_f в соответствии с уравнением

$$\Phi_f(t) = \frac{z_f i_f - z_k i_z}{R_{mf}(t)} \approx \text{const}, \quad (6)$$

где z_k — число витков коммутируемой секции.

Из уравнения (6) следует, что внезапное появление тока i_z приводит к изменению тока возбуждения i_f . Если бы работа двигателя в возмущенном состоянии стабилизировалась и продолжалась, тогда ток возбуждения принял бы свое первичное значение, а поток возбуждения определился бы на уровне нового значения, которое следует из уравнения (6).

При иного вида возмущениях в двигателе, например, при весьма быстром нарастании тока якоря (работа в двигательном режиме), коммутация замедлена, намагничающая сила Θ_z усиливает намагничающую силу возбуждения Θ_f , и, таким образом, в соответствии с уравнением (6) ток возбуждения i_f уменьшится.

В процессе эксплуатации машин постоянного тока в цепи якоря происходят различного типа возмущения. Изменения тока возбуждения i_f вследствие этих возмущений в каждом случае определяют два явления, т. е. изменения магнитного сопротивления магнитной цепи возбуждения $R_{mf}(t)$ ввиду влияния намагничающей силы якоря, и нелинейное протекание тока i_k в коммутационных секциях. Влияние этих явлений на возмущение тока i_f зависит от компенсационной обмотки и от вида возмущения.

Экспериментальные исследования. Экспериментальные исследования передачи различного типа возмущений с цепи якоря на цепь возбуждения в прокатных электродвигателях в эксплуатационных условиях весьма сложны в осуществлении, а кроме того, существует опасность повреждения двигателей в процессе таких исследований. В этой связи, исследования, отображающие протекание упомянутых явлений, были проведены в лабораторных условиях на шунтовом двигателе с номинальными параметрами: 7,5 кВт; 220 В; 39,2 А; $I_{fN}=0,675$ А.

Результаты экспериментов при различных возмущениях для двигателя постоянного тока РСМб (7,6 кВт, 220 В, 39,2 А, $I_{fN}=0,676$ А, 1450 об/мин) приведены в таблице. Как следует из таблицы при полном коротком замыкании на коллекторе возмущение тока возбуждения в 5 раз превышает номинальный ток возбуждения. Следует иметь в виду, что результаты исследований, проведенные на модельном двигателе 7,5 кВт без компенсационной обмотки с литым ярмом, не могут быть непосредственно соотнесены к двигателю

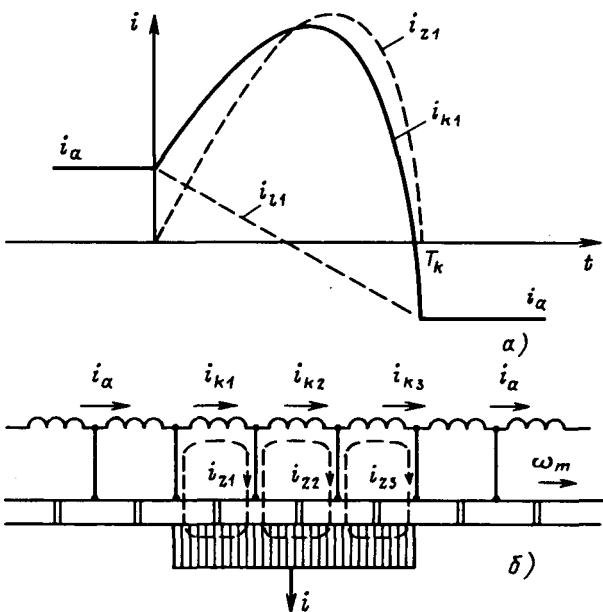


Рис. 3. Распределение коммутирующего тока i_f на две составляющие (а), цепи замыкания тока возмущения в коммутационных витках (штриховые линии) (б)

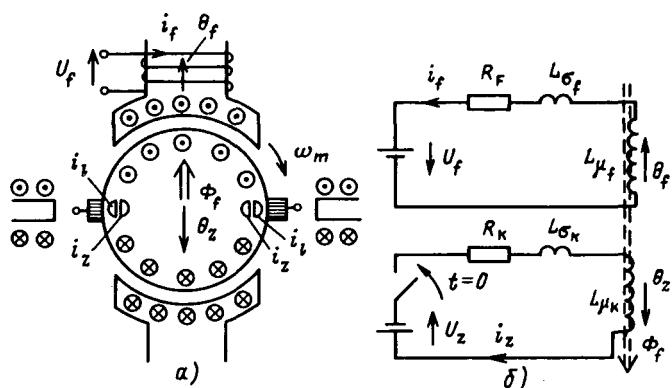


Рис. 4. Схема индукционной связи обмотки возбуждения с коммутирующей обмоткой, по которой протекает ток возмущения i_z

большой мощности, оснащенным компенсационной обмоткой с пакетированным ярмом статора. Однако полученные результаты дают основание для вывода о том, что при различного вида возмущениях в цепи якоря двигателя постоянного тока могут происходить сильные и быстрые изменения тока возбуждения.

В двигателях постоянного тока, возбуждаемых постоянными магнитами, короткое замыкание на коллекторе в большинстве случаев приводит к размагничиванию постоянных магнитов. Непосредственной причиной такого размагничивания является намагничающая сила коммутируемых витков Θ_z , которая направлена в противоположном направлении к магнитодвижущей силе постоянных магнитов, уравнение (6).

Вывод. 1. В машинах постоянного тока возмущения с цепи якоря передаются на цепь возбуждения по-

Вид возмущения	Отношение $(I_f)_{\text{экс}} / I_{fN}$	Параметр работы двигателя до начала возмущений			
		U, В	I, А	I_f , А	п, об/мин

Подача напряжения 220 В на обмотку якоря при остановленном роторе	2,5	0	—	0,74	0
Быстрое отключение тока якоря	0,74	220	50	0,73	1420
Скачкообразное увеличение напряжения питания двигателя с 180 В до 220 В	1,17	180	12	0,68	1200
Короткое замыкание якоря ($A1A2$) посредством сопротивления 3,1 Ом	2,0	220	21,5	0,58	1470
Полное короткое замыкание якоря ($A1A2$)	5,2	220	5,0	0,70	1420

средством насыщения фрагментов магнитной цепи возбуждения через магнитный поток якоря и через витки, коммутирующие ток возмущения якоря. При некоторо-

го рода возмущениях, например, при коротком замыкании на коллекторе по окружной дуге, может наблюдаться многократное увеличение тока возбуждения. Такое явление может быть использовано в устройствах защиты двигателей постоянного тока.

2. Одновременное отключение тока якоря и тока возбуждения при различного рода возмущениях, например, при коротких замыканиях на коллекторе, следует считать весьма полезным. Защита в цепи якоря отключает двигатель от источника питания, однако не гасит дугу на коллекторе, которая может еще долго гореть при возбужденном и вращающемся роторе. Отключение же тока возбуждения приводит к затуханию дуги на коллекторе, сокращает таким образом продолжительность горения дуги, а тем самым сводит к минимуму последствия выхода из строя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И.: Электрические машины. М.: Энергия, 1974.
2. Глинка Т. Магнитная проводимость магнитопровода электрических машин в переходных режимах — Электричество, 1984, № 4.

[27.01.88]

УДК 62-83:621.313.333.001.24

Оптимизация динамических режимов частотно-управляемого асинхронного электропривода с учетом тепловых процессов

ХАШИМОВ А. А., канд. техн. наук, ПЕТРУШИН А. Д., канд. техн. наук

Ташкентский политехнический институт

В ряде случаев нагрузкой асинхронного автоматизированного электропривода являются машины и механизмы, имеющие момент инерции вращающихся частей во много раз выше, чем момент инерции ротора приводного асинхронного двигателя (АД). Такие механизмы работают во всех отраслях народного хозяйства и на транспорте, к ним относятся: высокоскоростные центрифуги, большегрузные центробежные сепараторы, турбомолекулярные насосы, механические аккумуляторы энергии, некоторые механизмы кранов и промышленных роботов, тяжелые балансировочные станки и ряд других, у которых кратность момента инерции вращающихся частей и ротора АД составляет от 5 до 1000 и более.

В процессе управления высоконерционными электроприводами наиболее ответственными являются пускотормозные режимы. Так в процессе пуска или торможения из-за потерь выделяется значительное количество тепловой энергии, может наступить недопустимый перегрев изоляции АД и выход его из строя. В большинстве случаев переходный процесс связан с непроизводительными потерями рабочего времени. Следовательно, актуальной задачей является, как повышение быстроты

действия высоконерционных асинхронных электроприводов, так и снижение потерь энергии в переходном процессе.

Одним из перспективных путей, позволяющих максимально использовать возможности асинхронного электропривода с высоким моментом инерции является определение управляемых воздействий с помощью численных методов теории оптимального управления по математической модели объекта управления. Правильно выбранный критерий оптимизации, удачно составленный алгоритм для расчета на ЭВМ, в ряде случаев позволяет определить оптимальное соотношение управляемых параметров (частоты и амплитуды питающего напряжения), а также параметров АД и системы автоматического управления (САУ).

Протекающий в электроприводе переходный процесс условно разделяют на электромагнитный, электромеханический и тепловой. В электроприводе с высоким моментом инерции электромагнитным переходным процессом можно пренебречь, вследствие большой разности между электромагнитной и электромеханической постоянной времени. Высоконерционным электроприводом, когда можно пренебречь электромагнитным

переходным процессом, считают электропривод с кратностью момента инерции приводного механизма и ротора АД 5–7 раз и выше [1].

В дальнейших расчетах также приняты допущения.

1. Магнитный поток в воздушном зазоре не изменяется за время переходного процесса. В [2] доказывается, что в процессе пуска магнитный поток оптимален, если он выбран максимально возможным по условию насыщения. Увеличение магнитного потока сверх этого значения дает выигрыш в быстродействии, но сопровождается появлением дополнительного спектра гармоник в воздушном зазоре. Ухудшение гармонического состава поля связано с нежелательными последствиями для АД и для питающей сети.

2. На стадии оптимизации не учитываются другие виды потерь кроме электрических в статоре и роторе; питающее напряжение синусоидально и симметрично; условия охлаждения не зависят от скорости ротора.

Основной задачей исследования являлось определение оптимальных частоты и амплитуды питающего напряжения в процессе пуска АД, минимизирующих нагрев электродвигателя от электрических потерь в статоре и роторе (основных за период пуска). Когда оптимальные управляющие воздействия определены, известными методами можно исключить допущения, изложенные в п. 2.

Возьмем в качестве объекта управления АД 4A90Л4УЗ с моментом инерции на валу, превышающим собственный момент инерции ротора в 250 раз; примерно такую кратность моментов инерции имеет турбомолекулярный насос ТМН10000. Рассматриваемый АД работает в режиме постоянного магнитного потока с вентиляторной нагрузкой на валу. Критерий оптимизации выбран: минимум нагрева от электрических потерь в статоре и роторе АД за время пуска. В процессе решения задачи оптимизации требуется найти оптимальные координаты и управления, а также область всех возможных пусков АД 4A90Л4УЗ в режиме постоянного магнитного потока и обозначить на ней экстремальные точки: режим минимум-миниморум и максимальное быстродействие. Быстродействие и режим минимум-миниморум это локальные экстремумы, соответствующие выбранным допущениям: постоянству магнитного потока и параметров схемы замещения, неизменности условий охлаждения и др.

Математическая модель объекта управления составлена из уравнения движения электропривода и уравнения теплового баланса между АД и окружающей средой [3, 4]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} (M_s - M_c); \\ \frac{d\Theta_d}{dt} &= \frac{\Delta P_s}{C_d} + k_1 \Theta_{o.c} - k_2 \Theta_d, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Θ_d — средняя температура АД, °С; p — число пар полюсов; J — момент инерции, кг·м²; k_1 , k_2 — коэффициенты тепловой связи АД с окружающей средой [5], зависящие от теплоемкости, теплопроводности АД, поверхности теплового взаимодействия, теплоотдачи с корпуса АД; $\Theta_{o.c}$ — температура окружающей среды; ΔP_s — электрические потери в статоре и роторе АД.

Выразим переменные в уравнениях (1) через парап-

метры схемы замещения АД:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} \left[\frac{k_4 \beta}{x_2^2 \beta^2 + r_2^2} - \frac{M_{c,n}}{\omega_{1n}^2} \omega^2 \right]; \\ \frac{d\Theta_d}{dt} &= \frac{k_3 [\beta^2 (b^2 + r_1 r_2) + d^2 r_2^2]}{x_2^2 \beta^2 + r_2^2} + k_1 \Theta_{o.c} - k_2 \Theta_d, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где r_1 , r_2 , x_2 , ω_{1n} — параметры схемы замещения АД; β — относительный параметр абсолютного скольжения (выбран в качестве оптимального управления на стадии оптимизации).

В дальнейшем, реальные управляющие воздействия — частота и амплитуда питающего напряжения определялись по уравнениям связи:

$$\alpha = \beta + \frac{\omega}{\omega_{1n}}; \quad \gamma = \frac{\Phi C_k f_{1n} R_{(\alpha, \beta)}}{U_n \sqrt{x_2^2 \frac{\beta}{r_2^2} + \frac{r_2^2}{\beta}}}. \quad (3)$$

Приняты обозначения: $b = r_1(1 + \tau_2)$; $d = r_1/x_0$; $\tau_2 = x_2/x_0$; $k_3 = m_1 \Phi^2 C_k^2 f_{1n}^2 \frac{1}{r_1 C_d}$; $k_4 = p m_1 \Phi^2 C_k^2 f_{1n}^2 r_2^2 \frac{1}{\omega_{1n}}$; m — число фаз; C_k — конструктивная постоянная; Φ — магнитный поток; V_b ; C_d — теплоемкость АД, Дж/°С; f_{1n} — номинальная частота питания АД, Гц.

В соответствии с принципом максимума найдем систему ДУ для вспомогательных функций:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Psi_1}{\partial t} &= \frac{2p\omega \Psi_1 M_{c,n}}{\omega_{1n}^2 J}; \\ \frac{\partial \Psi_2}{\partial t} &= k_2 \Psi_2. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Уравнение для промежуточной функции H имеет вид:

$$H = \frac{p}{J} \left[\frac{k_4 \beta}{x_2^2 \beta^2 + r_2^2} - \frac{M_{c,n}}{\omega_{1n}^2} \omega^2 \right] \Psi_1 + \frac{k_3 [\beta^2 (b^2 + r_1 r_2) + d^2 r_2^2]}{x_2^2 \beta^2 + r_2^2} k_1 \Theta_{o.c} - k_2 \Theta_d \} \Psi_2. \quad (5)$$

Найдем оптимальное управление из условия

$$\frac{\partial H}{\partial \beta} = 0; \quad (6)$$

$$\beta^* = k_5 \frac{\Psi_2}{\Psi_1} \pm \sqrt{k_5^2 \frac{\Psi_2^2}{\Psi_1^2} + \frac{r_2^2}{x_2^2}}, \quad (7)$$

$$\text{где } k_5 = \frac{(b^2 + r_1 r_2 - x_2^2 d^2) k_3 J r_2^2}{p k_4 x_2^2}.$$

Для определения начальных значений вспомогательных функций в (4) был использован метод Ньютона — Рафсона (с дополнениями и рекомендациями применительно к исследуемым математическим моделям [6]).

Решая на ЭЦВМ (2), (4), (7) получим развертку во времени оптимальных координат и управлений. Для случая нулевых начальных условий координат, график основных параметров оптимального процесса приведен на рис. 1. Изменяя время разгона и повторяя расчет, найдем всю допустимую область частотного управления АД 4A90Л4УЗ в режиме постоянного магнитного потока (рис. 2).

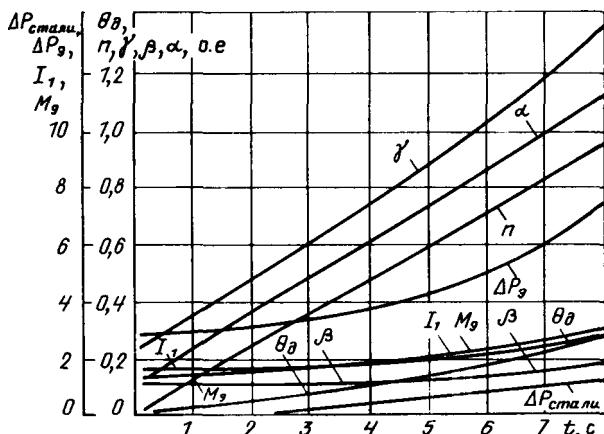


Рис. 1

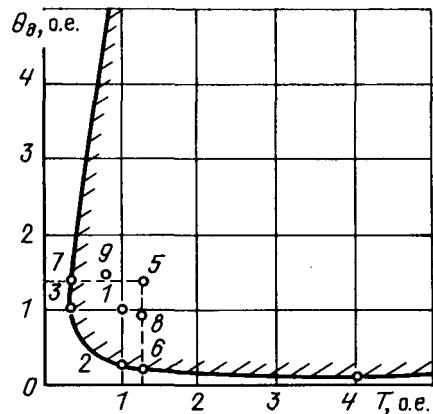


Рис. 3

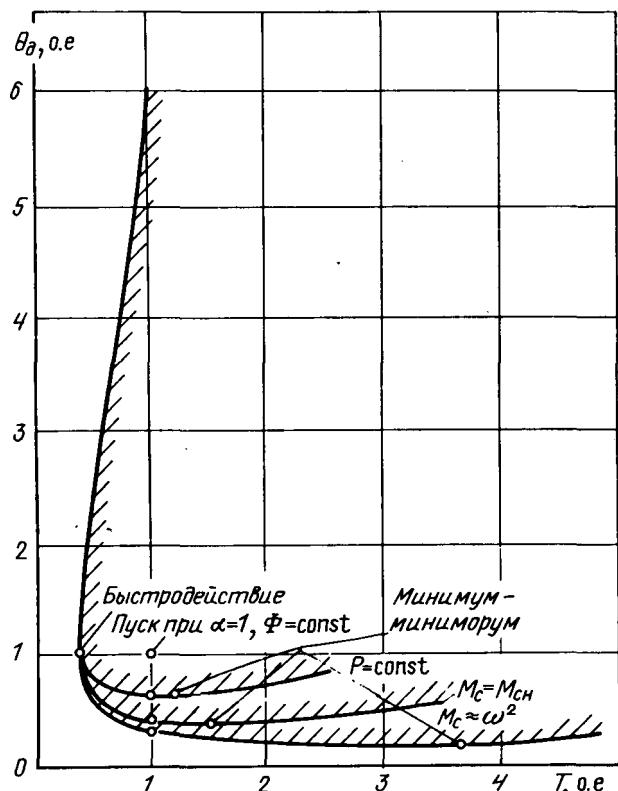


Рис. 2

Как видно из рис. 1 и 2 оптимальное частотное управление позволяет существенно повысить технико-экономические показатели переходного процесса АД. В пределе (для рассмотренного случая и в рамках принятых допущений) можно достичь увеличения быстродействия в 2 раза, снижения средней температуры АД на 70 %.

Был сделан ряд расчетов при постоянном моменте сопротивления на валу, вентиляторной и тяговой нагрузке. Соответствующие этим видам нагрузки области оптимального частотного управления приведены на рис. 2. Найдены режимы: минимум-миниморум, мини-

мум температуры от электрических потерь в статоре и роторе АД, быстродействие.

Результаты расчета ряда электроприводов различных по мощности АД (от 1 до 200 кВт) и кратности момента инерции в диапазоне 10—1000 показывают высокую эффективность найденных законов частотного управления, а наибольший положительный эффект от снижения средней температуры АД за время пуска достигается для высокоинерционных механизмов с отсутствием статического момента сопротивления на валу и с вентиляторным характером нагрузки.

Были проведены экспериментальные исследования с АД 4А90Л4УЗ, обмотка статора перемотана, в ней уложены термопары. Момент инерции присоединенных к валу АД устранил превышал момент инерции ротора в 17 раз. Момент сопротивления отсутствовал. Питание осуществлялось от ТПЧ со звеном постоянного тока. Система управления разомкнута. Сравнение экспериментальных и расчетных режимов приведено на рис. 3. Точки 1, 2, 3 найдены расчетным путем, а соответствующие им экспериментальные режимы отмечены точками 5, 8, 9. При оптимальном пуске в режиме относительного минимума температура (точка 8) средняя температура АД снижена на 34 % по отношению к экспериментальному пуску от преобразователя частоты в режиме постоянного магнитного потока и частоте питания 50 Гц (точка 5). В режиме относительного быстродействия (точка 9) время пуска сокращено на 40 % по отношению к базовому экспериментальному (точка 5). То, что режимы 8 и 9 действительно оптимальны, было проверено путем небольших вариаций управляющих воздействий.

Экспериментальные исследования АД 4А90Л4УЗ при оптимальном частотном пуске от ТПЧ со звеном постоянного тока показали удовлетворительные результаты в режимах относительного быстродействия и минимума средней температуры нагрева, и в целом подтверждают теоретические исследования. Хотя следует заметить, что почти двухкратный запас по быстродействию и пятидесятипроцентный запас по снижению средней температуры АД использован неполностью. Это связано с несинусоидальностью питающего напряжения и тока (основная причина), несимметричностью напряжения питания на выходе ТПЧ, ограниченностью мощности источника питания, погрешностью кусочно-линейной аппроксимации управляющих воз-

действий и тем спектром гармоник, который обусловлен конструкционными особенностями АД.

В полной же мере преимущества оптимального управления асинхронным электроприводом при питании от полупроводникового преобразователя будут раскрыты только в замкнутой, тщательно настроенной системе автоматического частотного управления.

Исследуя динамические режимы асинхронных электроприводов было замечено, что почти во всех случаях оптимального переходного процесса нарастание скорости вращения вала электродвигателя имеет характер, близкий к линейному, даже тогда, когда остальные координаты существенно нелинейны. Учет электромагнитных переходных процессов дает наиболее достоверную информацию при расчете оптимального управления электроприводом, но и здесь функция $\omega = f(t)$ близка к линейной [7]. Столь устойчивое постоянство при оптимизации автоматизированного электропривода по энергетическим показателям связано с оптимальным изменением кинетической энергии в механическом переходном процессе.

Известно, что кинетическая энергия вращающегося тела

$$K_s = \frac{J\omega^2}{2}. \quad (8)$$

Применим принцип Гамильтона. Уравнением движения вращающегося тела будет уравнение Эйлера — Лагранжа для функционала:

$$L = \int_{t_1}^{t_2} \frac{J\omega^2}{2} dt. \quad (9)$$

Уравнение Эйлера — Лагранжа:

$$\frac{\partial F}{\partial y} - \frac{d}{dx} \frac{\partial F}{\partial y'} = 0. \quad (10)$$

При условии постоянства момента инерции J и пренебрегая трением получим:

$$\frac{J}{2} \omega'' = 0; \quad (11)$$

общее решение

$$\omega = C_1 t + C_2 - \quad (12)$$

уравнение прямой линии.

В оптимальных переходных процессах электромагнитные координаты (токи, электромагнитный момент и др.) могут значительно отличаться между собой в зависимости от выбранного критерия качества, но мы вправе ожидать, что условие (12), оптимальное для механического переходного процесса, должно соблюдаться (быть близким к нему) на большей части траектории оптимального электромеханического переходного процесса электропривода. Практически это означает, что путем стабилизации ускорения в переходном процессе в ряде случаев можно получить достаточно высокие технико-экономические показатели электропривода.

Практическая реализация изложенного алгоритма управления высоконерционным асинхронным электроприводом возможна с помощью быстродействующих ЭЦВМ. При этом ожидаемое время переходного процесса разбивают на n -интервалов, где n зависит от быстродействия ЭЦВМ и требуемой точности решения

задачи оптимизации. Внутри каждого интервала решается задача оптимизации и вырабатывается сигнал для устройства управления преобразователем, удерживающий электропривод на оптимальной траектории.

Найденные законы оптимального управления можно реализовать и с помощью аналоговых преобразователей.

Выводы. 1. Приведенная математическая модель асинхронного частотного электропривода с высоким моментом инерции, в сочетании с алгоритмом поиска оптимального управления, может быть использована для существенного улучшения показателей электропривода по быстродействию и снижению температуры за время пуска.

2. Допустимые области частотного управления асинхронным частотным электроприводом, найденные с учетом классов нагрузки производственных механизмов, могут быть использованы для оценки качества работы систем автоматизированного асинхронного электропривода.

3. Функциональная зависимость $\beta = f(t)$ оптимального частотного управления асинхронным электроприводом в режиме постоянного магнитного поля имеет нелинейный характер, связанный с соотношением между электромеханической и тепловой постоянной электропривода, и, как показали расчеты, зависит от характера нагрузки на валу.

4. Приведенный алгоритм расчета можно использовать при кратности моментов инерции приводного механизма и ротора АД более 10. При меньших значениях, как показали исследования, влияние электромагнитных переходных процессов не позволяет достичь требуемой точности расчетов.

5. Установленная взаимосвязь между линейным изменением скорости вращения электропривода и улучшением его энергетических показателей существенно облегчает техническую реализацию алгоритма оптимального управления динамическим процессом высоконерционного автоматизированного частотного электропривода на базе унифицированных датчиков и элементов управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Герасимяк Р. П. Динамика асинхронных электроприводов крановых механизмов.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
- Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву.— Л.: Энергия, 1971.
- Хашимов А. А., Петрушин А. Д. Оптимальные переходные процессы частотно-управляемого асинхронного электропривода при постоянном магнитном потоке с учетом нагрева и характера нагрузки.— Ташкент: Изв. АН УзССР. Серия техн. наук, 1986, № 4.
- Хашимов А. А. Режимы работы частотно-регулируемых асинхронных электроприводов.— Ташкент: ФАН, 1987.
- Боляев И. П. Расчет тепловых процессов в электрических машинах на электронной модели.— Изв. вузов. Электромеханика, 1961, № 8.
- Хашимов А. А., Петрушин А. Д., Туляганов М. М. Применение метода Ньютона.— В кн.: Элементы и устройства электромеханических и теплотехнических промышленных установок. Сб. научн. трудов ТашПИ.— Ташкент, 1986.
- Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами.— Кишинев: Штиинца, 1982.

Экспериментальное исследование осевых электромагнитных сил в асинхронном электродвигателе

ГОЛЬДИН Л. С., канд. техн. наук,
ФИКС В. Ш., инж., РИПУЛА В. Н., инж.

ВНИИ взрывозащищенного и рудничного электрооборудования

При производстве электродвигателей пакет ротора, как правило, изготавливают длиннее пакета статора. Поскольку статорные листы штампуются одновременно с rotorными, то неукомплектованную часть статорных листов дополняют rotorными листами, которые штампуются отдельно. В связи с этим желательно иметь одну и ту же длину статора и ротора. Однако при этом возникает опасение, что в результате осевого смещения статора относительно ротора за счет набегания допусков могут возникнуть осевые электромагнитные силы, значение которых может оказаться опасным для подшипников электродвигателя.

Существующие методы расчета¹ не имеют достаточной экспериментальной проверки, в связи с чем экспериментальное исследование осевых сил, действующих на ротор, при его смещении относительно положения симметрии имеет важное практическое значение.

Для сопоставления фактических и расчетных значений осевых электромагнитных сил было проведено экспериментальное исследование на взрывобезопасном электродвигателе 2ЭДКОЭФ250 производства электромеханического завода им. К. Маркса. В качестве

¹ Шуйский В. П. Расчет электрических машин.—Л.: Энергия, 1968.

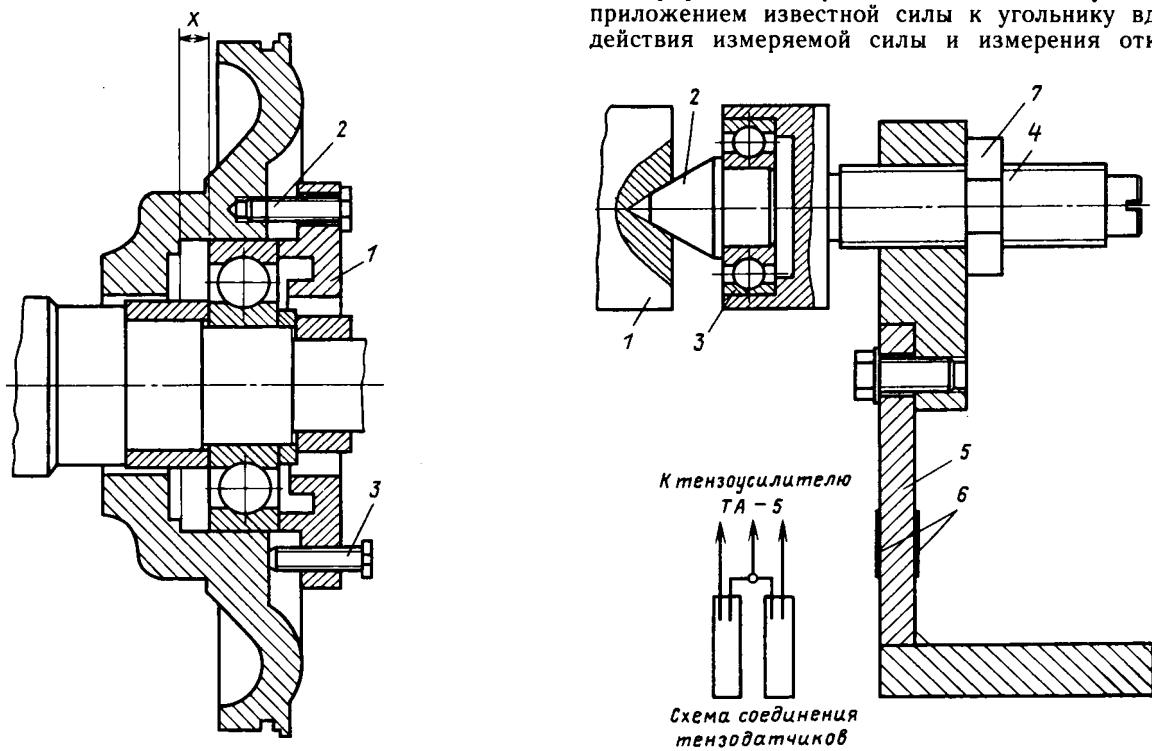
экспериментального использовался двигатель со специально изготовленным ротором, который отличался от серийного тем, что длина его шихтованной части была равна длине шихтованной части статора.

В качестве передней опоры в данном двигателе используется роликовый подшипник, а задняя опора фиксированная и в ней используется шариковый подшипник. Поэтому при измерении осевых усилий ротор смешался из номинального положения в сторону фиксированной опоры за счет смещения крышки 1, как это показано на рис. 1, и фиксации ее посредством крепежных (2) и отжимных (3) болтов. Таким образом, с одной стороны (рис. 1) перемещение ротора ограничивалось крышкой, а с другой — измерительным устройством (рис. 2), которое конусом 2 упирается в выходной вал двигателя 1.

Электромагнитная осевая сила, действующая со стороны вала ротора на конус, передается через подшипник 3 и винт 4 на угольник 5 и воспринимается тензодатчиками 6, реагирующими на изгибающий момент от осевой силы, действующей на ротор, и пропорциональными в значениях этой силы.

Регулировка беззазорного сопряжения вала 1 с конусом 2 осуществляется посредством винта 4 и фиксируется контрящей гайкой 7. Тензодатчики соединяются с тензоусилителем, к выходу которого подключается шлейфовый осциллограф.

Тарировка измерительной системы осуществляется приложением известной силы к угольнику вдоль оси действия измеряемой силы и измерения отклонения



Смещение ротора x , мм	Среднее значение силы, Н			Расчетные значения силы F_3^* , Н
	F_n	F_{tr}	F_3	
4	48,4	141	189,4	178,9
7	86,2	141	227,2	180,9
10	121,0	141	262,0	188,7

шлейфа шлейфового осциллографа. Измерения проводятся для трех-четырех значений силы, наибольшее из которых должно превышать предполагаемое наибольшее значение измеряемой силы. На основании проведенных измерений строится тарировочный график и определяется масштаб для расшифровки измерений.

В данных исследованиях использовались: тензоусилитель ТА-5, шлейфовый осциллограф Н-107, датчики тензометрические ПКБ-10 сопротивлением 100 Ом.

Предварительно измерялось номинальное положение ротора относительно статора и с учетом него ротор смещался на 4,7 и 10 мм в сторону задней опоры.

По данной методике измеренная осевая сила F_n представляет собой разность между электромагнитной осевой силой и силой трения между наружным кольцом подшипника и расточкой под него в подшипниковом щите

$$F_n = F_3 - F_{tr},$$

где F_3 — электромагнитная осевая сила; F_{tr} — сила трения, откуда

$$F_3 = F_n + F_{tr}. \quad (1)$$

В связи с этим наряду с измерением F_n по изложенной методике проводилось измерение F_{tr} при вращении ротора. С этой целью ротор смещался в сторону измерительного устройства на 5—10 мм за счет перемещения конуса, затем производилось включение электродвигателя. После разгона двигателя он отключался, ротор перемещался посредством винта 7 и осциллографировалась показания датчиков, которые в данном случае измеряли силу F_{tr} . Измерение осевой электромагнитной силы производилось трижды в обоих направлениях вращения (т. е. 6 раз). Измерение силы трения также проводилось трижды при обоих направлениях вращения (т. е. тоже 6 раз). На основании проведенных измерений проводилось определение средних значений измеренной силы \bar{F}_n и силы трения \bar{F}_{tr} и на основании этих средних значений проводился анализ результатов эксперимента.

Аналитическое определение осевой электромагнитной силы определялось на основании выражения:

$$F_3 = \frac{[1 + (K_c - 1)^2] \delta D B^2}{2 \mu_0 \lambda} \operatorname{arctg} \frac{x}{\delta}, \quad (2)$$

где K_c — коэффициент Картера; δ — воздушный зазор, м; x — смещение ротора в осевом направлении, м; D — диаметр расточки статора, м; B — индукция в воздушном зазоре, Т; μ_0 — магнитная проницаемость воздушной среды; λ — уменьшение индукции при смещении ротора.

Для данного случая, когда $x \gg \delta$ можно принять

$$\lambda = 1 - x/l,$$

где l — длина пакета ротора.

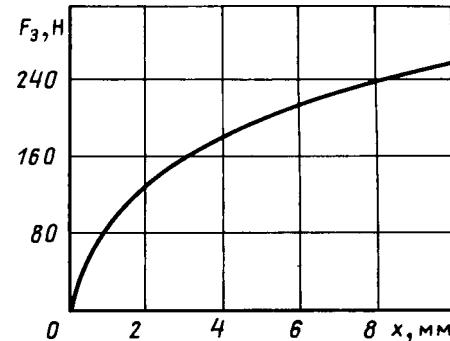


Рис. 3. Зависимость осевой электромагнитной силы от осевого смещения ротора

Результаты проведенных экспериментов приведены в таблице. Здесь для принятых значений смещения ротора из номинального положения приведены средние значения измеренной силы \bar{F}_n , силы трения \bar{F}_{tr} , электромагнитной силы F_3 , определенной согласно (1) и расчетные значения электромагнитной силы F_3^* . Значения параметров, входящих в формулу (2) для двигателя 2ЭДКОФ250: $D = 230$ мм; $\delta = 0,75$ мм; $B = 0,788$ Т; $K_c = 1,747$; $l = 285$ мм.

На рис. 3 показана графическая зависимость осевой электромагнитной силы от осевого смещения ротора из положения симметрии. Эта зависимость качественно совпадает с зависимостью, приведенной у В. П. Шуйского.

Расчетные значения для принятых смещений ротора отличаются от экспериментальных в меньшую сторону от 6,5 до 28,5 %. Это отличие может быть причиной несколько большего значения силы трения, принятой при определении осевой электромагнитной силы, а также разницей в индукции при холостом ходе и в рабочем режиме, для которого получена формула (2).

Исследования зависимости усилия от осевого смещения ротора проводились на холостом ходу, поэтому важно качественно оценить возможность распространения полученных результатов на рабочий режим.

Как видно из выражения (2), значение осевой электромагнитной силы зависит только от одного параметра, определяемого режимом работы. Этим параметром является магнитная индукция в воздушном зазоре. Индукция на холостом ходу имеет максимальное значение и уменьшается с увеличением нагрузки, поэтому можно считать, что значения силы от осевой несимметрии ротора, полученные при исследовании, являются максимальными.

Таким образом, расчетные значения осевой силы, полученные по (2) меньше экспериментальных на 6,5—28,5 % (в зависимости от величины смещения x). Однако для реально возможных смещений расхождение находится на уровне точности измерений и, следовательно, выражение (2) может быть использовано для оценки значения осевой силы, действующей на ротор при его смещении из положения симметрии по отношению к статору.

[03.03.88]

Поле рассеяния между полюсами осесимметричного индуктора

ШЕРСТЮК А. Г.

Москва

На основании уравнений электродинамики рассмотрена задача по расчету магнитного поля между одноименными полюсами осесимметричного ферромагнитопровода, используемого, в частности, в униполярных электрических машинах [1—3]. Актуальность решения этой задачи обусловлена необходимостью совершенствования методов расчета магнитных систем с целью более адекватного представления о технико-экономических показателях электроэнергетических устройств. На фрагменте рис. 1 изображен участок магнитной цепи варианта конструктивной схемы этих устройств, содержащих разъединенный полюс. Их индуктор может представлять собой четырехполюсную магнитную систему униполярных машин с двумя центральными одноименными полюсами [2, 3], между которыми размещены токоведущие шины. В статоре этих машин осуществляется ослабление или же компенсация реакции якоря, а внутренняя цепь якоря имеет пониженную индуктивность.

Постановка и результат решения задачи. Исходное уравнение и граничные условия относительно азимутальной составляющей $A_\phi(r, z)$ векторного потенциала плоскомеридианного магнитного поля в осесимметричной полоцилиндрической области сформулируем в виде

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_\phi}{\partial r} \right) \right] - \frac{1}{r^2} A_\phi + \frac{\partial^2 A_\phi}{\partial z^2} = 0; \quad (1)$$

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial(rA_\phi)}{\partial r} \right] \Big|_{\substack{r=R_1=R \\ r=R_2+\delta}} = 0; \quad (2)$$

$$\frac{\partial A_\phi}{\partial z} \Big|_{\substack{z=0 \\ z=b_{m,n}}} = -B_\delta(r) = -B_\delta \begin{cases} 1 & \text{при } R \leqslant r < R + \delta; \\ 0 & \text{при } r > R + \delta. \end{cases} \quad (3)$$

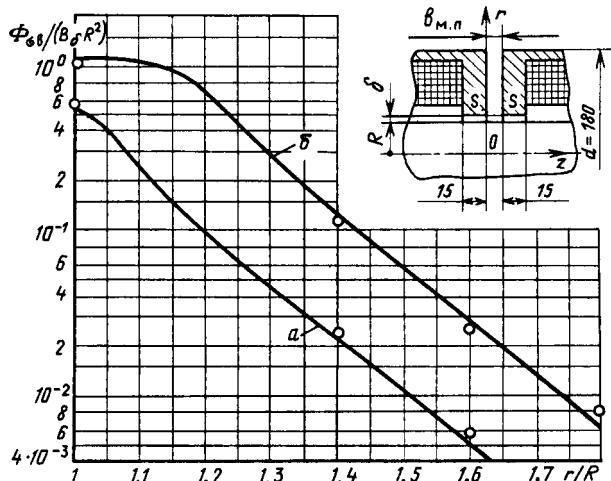


Рис. 1. Зависимости относительной величины потока рассеяния на поверхности $z=0$ (или $z=b_{m,n}=10$ мм) при $R=25$ мм для зазоров $\delta=1,25$ мм (а) и 5 мм (б); линии — расчет, точки — эксперимент.

Смысль введенных в (1) — (3) геометрических обозначений пояснен на фрагменте рис. 1. При записи граничных условий (2), (3) приняты следующие допущения: ферромагнитные поверхности на границе области определения $A_\phi(r, z)$ имеют магнитную проницаемость $\mu \gg \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; индукция $B_\delta = \text{const}$; наружный радиус R_2 открытой границы области составим с радиусом поверхности, на которой значения потенциала и индукции магнитного поля практически равны нулю. Последнее допущение аналогично предположению о несущественном влиянии наружной поверхности на магнитное поле в окрестности радиальных зазоров при условиях, что отношение R_2/R много больше высоты зазоров δ/R и осевого размера $b_{m,n}/R$.

Решение, удовлетворяющее уравнению (1) и граничным условиям (2), (3), выражается соотношением (см. приложение):

$$A_\phi(r, z) = 0,5 b_{m,n} B_\delta(r) \left(1 - \frac{2z}{b_{m,n}} \right) + \sum_{n=1, 3, \dots}^{\infty} \frac{[\pi^2 n^2 A_\phi(r) - 2b_{m,n}^2 B_\delta(r)] \cos(p_n z)}{n^2}, \quad (4)$$

где $p_n = \pi n / b_{m,n}$ — собственные числа ($n=1, 3, 5, \dots$).

В расчетной формуле (4) изображение составляющей $A_\lambda(r, z)$ в косинус-преобразовании по Фурье имеет вид

$$A_{\phi c}(r) = \int_0^{b_{m,n}} A_\phi(r, z) \cos(p_n z) dz = 2B_\delta \frac{I_0(p_n R) K_1(p_n R)}{K_0(p_n R)} \times \times \int_R^{R+\delta} \beta K_1(p_n \beta) d\beta + 2B_\delta \times$$

$$\times \begin{cases} I_1(p_n R) \int_r^{R+\delta} \beta K_1(p_n \beta) d\beta + K_1(p_n R) \int_r^R \beta I_1(p_n \beta) d\beta & \text{при } R \leqslant r \leqslant R + \delta; \\ K_1(p_n R) \int_r^{R+\delta} \beta I_1(p_n \beta) d\beta & \text{при } r \geqslant R + \delta, \end{cases} \quad (5)$$

где I_0 , I_1 , K_0 , K_1 — функции Бесселя мнимого аргумента.

Экспериментальная проверка и обсуждение результатов расчета. Опытная проверка результатов расчета по (4) проведена на макете индуктора, основные размеры которого указаны на фрагменте и в подписи к рис. 1. Она заключалась в сопоставлении относительных значений потока рассеяния $\Phi_{\phi\delta} / (B_\delta R^2) = -2\pi r A_\phi(r, 0) / (B_\delta R^2)$, полученных экспериментальным и расчетным путем (рис. 1), например, для близких к предельным соотношениям размеров, характерных для индукторов униполярных машин. Во всех опытах ин-

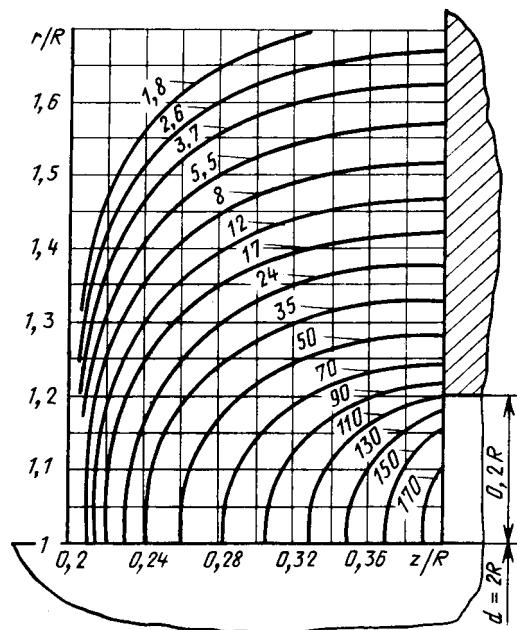


Рис. 2. Линии равных значений относительной величины потока рассеяния $\Phi_{ab} \cdot 10^3 / (2\pi B_\delta R^2) = \text{const}$ при $\delta = 0,5b_{m.p} = 0,2R$

дукция B_δ приравнивалась средней индукции $B_{\delta a} = \Phi_{\delta a} / (2\pi R l_{pa})$, где $\Phi_{\delta a}$ — магнитный поток через поверхность радиусом R под половиной полюса, имеющей осевой размер $l_{pa} = 15$ мм. Она соответствовала значениям $B_{\delta a} = 1,07$ Тл для зазора $\delta = 1,25$ мм ($\delta/R = 0,05$) и $B_{\delta a} = 0,923$ Тл для $\delta = 5$ мм ($\delta/R = 0,2$).

Принятое определение индукции $B_\delta = B_{\delta a} = \text{const}$ опробовано при решении задач о внешнем Φ_{oe} [4] и внутреннем Φ_{oi} [5] потоках рассеяния. Как видно из рис. 1, и в данном случае расчетные значения Φ_{ob} удовлетворительно согласуются с результатами экспериментов. Для реальных устройств можно предположить, что при выполнении неравенств $\delta/R < 0,2$ и $b_{m.p}/R < 0,4$ допущение $B_\delta = \text{const}$ будет приемлемым, так как с уменьшением размера δ/R или $b_{m.p}/R$ уровень потока Φ_{ob} по сравнению с потоком $\Phi_{\delta a}$ снижается. При этом распределение индукции в зазоре становится более равномерным.

Рис. 2 демонстрирует вид аналога силовых линий в правой половине паза, в плоскости симметрии которого ($z = 0,5b_{m.p} = 0,2R$) находится силовая линия $rA_\phi = 0$. Причем, с увеличением радиуса происходит заметное ослабление потока: $\Phi_{ob}(R, 0)/\Phi_{ob}(r > 1,4R, 0) = a > 10$. Можно ожидать, что с уменьшением высоты зазора $\delta < 0,2R$ или расстояния $b_{m.p} < 0,4R$ магнитное поле окажется более локализованным в окрестности зазоров. Так, для $\delta = 0,05R$ и $b_{m.p} = 0,4R$ уже при $r = 1,4R$ имеем $a_i \approx 30$ (рис. 1, кривая a). Или, как показали расчеты, для $\delta = 0,05R$ и $b_{m.p} = 0,2R$ при $r = 1,4R$ получаем $a_i \approx 400$. Таким образом, в областях изменения размеров $\delta < 0,2R$ и $b_{m.p} < 0,4R$ вполне правомерно применение условия (2) к расчету Φ_{ob} в реальных магнитных системах, если габаритный радиус полюсов $R_2 > 1,4R$. Критериальная форма расчетных результатов (рис. 1 и 2) в [4] и в данной работе позволяет сравнивать уровни внешнего Φ_{oe} и межполюсного Φ_{ob} потоков рассеяния, для которых распределение потоков рассеяния на поверхности

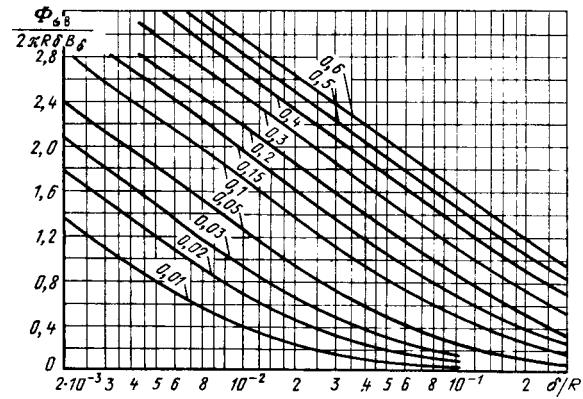


Рис. 3. Зависимости $\Phi_{ab}(R, 0)/(2\pi R \delta B_\delta) = f(\delta/R)$ при $b_{m.p}/R = 0,01, 0,02, \dots, 0,6$

следует отметить соизмеримость максимальных значений.

Графические зависимости на рис. 3 позволяют найти поток $\Phi_{ab}(R, 0)$, определяющий совместно с потоком рассеяния Φ_{oi} и потоком $\Phi_{\delta a}$ общее потокосцепление поля возбуждения с сердечником индуктора. Для удобства проведения расчетов можно рекомендовать в качестве дополнения к рис. 3 аппроксимационные выражения функции потока рассеяния:

при $\delta \leq 0,69R(b_{m.p}/R)^{1,07}$

$$\Phi_{ab}(R, 0) \approx 2,914\pi\delta RB_\delta \lg \left[\frac{2,229}{\delta/R} \left(\frac{b_{m.p}}{R} \right)^{1,07} \right]; \quad (6)$$

при $\delta \geq 0,69R(b_{m.p}/R)^{1,07}$

$$\begin{aligned} \Phi_{ab}(R, 0) &\approx \\ &\approx \begin{cases} \frac{\pi b_{m.p} RB_\delta}{\pi} \sqrt{1 + \frac{\delta}{R}} e^{-\pi\delta/b_{m.p}}, & \text{если } b_{m.p}/R \leq 0,25; \\ \pi b_{m.p} RB_\delta, & \text{если } b_{m.p}/R = (0,25 \div 0,4). \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

В указанных на рис. 3 интервалах изменения параметров $b_{m.p}/R$, δ/R погрешность вычислений с помощью аппроксимаций (6), (7) не превышает 6 % по сравнению с расчетом на основании (4). Соотношение (6) соответствует линейным участкам построенных в полулогарифмическом масштабе зависимостей к рис. 3. Выражение (7) получено на базе первых двух слагаемых из (4) с использованием асимптотических представлений функций Бесселя в (5) при больших значениях аргумента. Оно относится к нелинейным участкам кривых на рис. 3, отражающим слабую зависимость потока $\Phi_{ab}(R, 0)$ от высоты зазора δ .

Представляет интерес численная относительная оценка потока $\Phi_{ab}(R, 0)$. С этой целью, воспользовавшись, например, экспериментальными данными, полученными на макете индуктора (рис. 1), будем иметь: $\Phi_{ab}(R, 0)/\Phi_{\delta a} = 0,148$ и $0,301$ соответственно для зазоров $\delta/R = 0,05$ и $0,2$. Для опытного генератора [2, рис. 1] при относительных размерах его конструктивной схемы найдено: $\Phi_{ab} = (R, 0)/\Phi_{\delta a} \approx 0,11$. При этом максимальные значения для внутреннего $\Phi_{oi}/\Phi_{\delta a}$ и внешнего $\Phi_{oe}/\Phi_{\delta a}$ потоков рассеяния на поверхности

якоря приблизительно равны 0,098 и 0,076. Таким образом, наибольшее потокосцепление поля возбуждения с ротором генератора ориентировано будет составлять $1,21\Phi_{ba}$.

Выходы. 1. В результате исследования магнитного поля между одноименными полюсами осесимметричного индуктора выявлена целесообразность уточнения общего магнитного потока в ферромагнитопроводе с учетом межполюсного потока рассеяния, максимум которого может составлять 10—30 % от потока под полюсом.

2. Полученные на основании теории поля соотношения межполюсного потока рассеяния обеспечивают в практических важных интервалах изменения высоты зазора и расстояния между полюсами удовлетворительную для практики точность вычислений.

Приложение. Итоговое выражение (4) получено на базе более общего решения задачи по определению $A_\varphi(r, z)$ в полоцилиндрической области с учетом азимутальной составляющей плотности тока $j_\varphi(r, z)$ и неоднородных краевых условий. В данном случае решение в отличие от [5] необходимо представить в виде разложения в ряд по оси z :

$$\begin{aligned} A_\varphi(r, z) = & \frac{r}{2b} \int_0^b B_{z1}(z) dz + \frac{1}{2b} \int_{R_1}^r \left(r - \frac{\beta^2}{r} \right) \times \\ & \times \left[B_{rb}(\beta) - B_{r0}(\beta) - \mu_0 \int_0^b j_\varphi(\beta, z) dz \right] d\beta - \\ & - \frac{b}{2} B_{rb}(r) \left[\left(\frac{z}{b} \right)^2 - \frac{1}{3} \right] + \frac{b}{2} B_{r0}(r) \times \\ & \times \left[\left(1 - \frac{z}{b} \right)^2 - \frac{1}{3} \right] + \frac{C}{r} + \frac{2}{\pi^2 b} \sum_{n=1}^{\infty} \times \\ & \times \left\{ \pi^2 n^2 A_\varphi(r) + b^2 [(-1)^n B_{rb}(r) - B_{r0}(r)] n^{-2} \cos(p_n z) \right\}. \end{aligned} \quad (\text{П-1})$$

Для (П-1) принято: $B_{r0}(r) = B_r(r, 0)$, $B_{rb}(r) = B_r(r, b)$ и $B_{z1}(z) = B_z(R_1, z)$, $B_{z2}(z) = B_z(R_2, z)$ — касательные компоненты индукции соответственно на торцевых и радиальных границах области; β — переменная интегрирования, формально замещающая радиальную координату r ; C — произвольная постоянная (при наличии силовой линии $rA_\varphi=0$ (рис. 2) полагаем $C=0$);

$$\begin{aligned} A_{\varphi c}(r) = & \left[\frac{I_1(p_n r)}{p_n I_0(p_n R_1)} - f_n(r, R_1, R_2) \frac{I_0(p_n R_2)}{I_0(p_n R_1)} \right] B_{z1n} + \\ & + f_n(r, R_1, R_2) B_{z2n} - p_n f_n(r, R_1, R_2) \int_{R_1}^{R_2} \beta \Psi_n(\beta) [I_0(p_n R_2)] \times \end{aligned}$$

$\times K_1(p_n \beta) + K_0(p_n R_2) I_1(p_n \beta)] d\beta + \int_{R_1}^{R_2} \beta \Psi_n(\beta) [I_1(p_n r)] \times$
 $\times K_1(p_n \beta) - K_1(p_n r) I_1(p_n \beta)] d\beta$ — изображение функции $A_\varphi(r, z)$, в котором

$$f_n(r, R_1, R_2) = \frac{I_1(p_n r) K_0(p_n R_1) + K_1(p_n r) I_0(p_n R_1)}{p_n [K_0(p_n R_1) I_0(p_n R_2) - I_0(p_n R_1) K_0(p_n R_2)]};$$

$$B_{z1n} = \int_0^b B_{z1}(z) \cos(p_n z) dz, \quad B_{z2n} = \int_0^b B_{z2}(z) \cos(p_n z) dz;$$

$$\Psi_n(\beta) = (-1)^n B_{rb}(\beta) - B_{r0}(\beta) - \mu_0 \int_0^b j_\varphi(\beta, z) \cos(p_n z) dz.$$

В приведенном решении собственные числа $p_n = \pi n / b$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) не зависят от R_2 , поэтому без ухудшения качества сходимости ряда им можно воспользоваться, когда полоцилиндрическая область имеет открытую радиальную наружную границу, на которой соблюдается условие излучения. После выполнения в (П-1) преобразований с помощью подстановок $j_\varphi = 0$, $b = b_{\text{м.п.}}$, $B_{z1} = 0$, $B_{r0} = B_{rb} = B_b(r)$ и предельного перехода при $R_2 \rightarrow \infty$ получим частную формулу (4). Для более общих случаев рассмотренное здесь решение оказывается также предпочтительным, например, при анализе магнитного поля в сравнительно узком цилиндрическом пазу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бертинов А. И., Алиевский Б. Л., Троицкий С. Р. Унипольные электрические машины с жидкокометаллическим токосъемом.— М., Л.: Энергия, 1966.
- Работы по созданию унипольных электрических генераторов с жидкокометаллическим токосъемом / Ю. П. Глазков, Ф. Р. Коренцвич, С. С. Кутателадзе, Г. Н. Перельштейн.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1985, № 4.
- Ударные унипольные генераторы / В. А. Глухих, Г. А. Барабанов, Б. Г. Каравес, В. В. Харитонов.— Л.: Энергатомиздат, 1987.
- Шерстюк А. Г. Магнитное поле в торцевой зоне электротехнических устройств.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 2.
- Алиевский Б. Л., Шерстюк А. Г. Поле рассеяния в цилиндрическом пазу осесимметричной системы возбуждения.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1980, № 1.

[12.01.90]

Синтез управления импульсным стабилизатором с двухзвенным фильтром на основе скользящих режимов

ОЗЕРОВ Л. А., РАЗНОПОЛОВ О. А., ШТЕССЕЛЬ Ю. Б.

При проектировании импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН) не до конца решенными остаются вопросы обеспечения устойчивой работы, поддержания заданной точности стабилизации выходного напряжения, обеспечения желаемого качества переходных процессов [1, 2]. Использование многозвенных фильтров в ИСН позволяет улучшить их массогабаритные характеристики, но усложняет решение задачи управления [3].

В статье рассматривается ИСН с двухзвенным LC -фильтром, схема которого представлена на рис. 1, где TK — транзисторный коммутатор; Δ — замыкающий диод; P_1, P_2 — потребители электроэнергии; CY — система управления; s — функция переключения TK ; E — э. д. с. первичного источника энергии; $L_1, L_2, R_1, R_2, i_1, i_2$ — индуктивности, сопротивления и токи дросселей первого и второго звеньев фильтра ИСН; C_1, C_2, u_1, u_2 — емкости и напряжения конденсаторов первого и второго звеньев фильтра; i_n — ток нагрузки (потребителей P_1, P_2); U_0 — эталонное напряжение.

Процессы в ИСН на рис. 1 могут быть описаны следующей системой дифференциальных и алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= -\frac{R_1}{L_1} i_1 - \frac{1}{L_1} u_1 + \frac{E}{L_1} u; \\ \frac{di_2}{dt} &= -\frac{R_2}{L_2} i_2 + \frac{1}{L_2} u_1 - \frac{1}{L_2} u_2; \\ \frac{du_1}{dt} &= \frac{1}{C_1} i_1 - \frac{1}{C_1} i_2; \\ \frac{du_2}{dt} &= \frac{1}{C_2} i_2 - \frac{1}{C_1} i_n; \quad y = u_2, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где y — стабилизируемая на уровне U_0 выходная координата ИСН; u — коммутационная функция TK ;

$$u = \begin{cases} 1, s > 0; \\ 0, s < 0. \end{cases} \quad (2)$$

Из (1), (2) видно, что ИСН можно рассматривать как динамическую систему с разрывным скалярным управлением (2), скалярным выходом $y(t)$ и внешними воздействиями $E(t)$ и $i_n(t)$.

Ставится задача синтеза функции переключения $s(t)$ обеспечивающей:

желаемую статическую точность стабилизации выходного напряжения $y = U_0 = \text{const}$,

желаемое качество переходного процесса $y(t)$;

инвариантность переходного процесса $y(t)$ к изменению $i_n(t)$ и $E(t)$.

Задача решается путем организации в системе (1) скользящего режима [4] за счет соответствующего формирования функции переключения $s(t)$. Зададим эту функцию в виде линейной комбинации

$$s = \tilde{i}_1 + \alpha_1 \tilde{i}_2 + \alpha_2 \tilde{u}_1 + \alpha_3 \tilde{u}_2, \quad (3)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ — постоянные коэффициенты; $\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \tilde{u}_1, \tilde{u}_2$ — переменные, определяемые соотношениями

$$\tilde{i}_1 = i^* - i_1, \quad \tilde{i}_2 = i^*_2 - i_2, \quad \tilde{u}_1 = u^* - u_1, \quad \tilde{u}_2 = u^*_2 - u_2, \quad (4)$$

в которых переменные i^*, i^*_2, u^*, u^*_2 определяются из решения следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_2^*}{dt} &= -\frac{R_2}{L_2} i_2^* + \frac{1}{L_2} u_1^* - \frac{1}{L_2} u_2^*; \\ \frac{du_1^*}{dt} &= \frac{1}{C_1} i_1^* - \frac{1}{C_1} i_2^*; \\ \frac{du_2^*}{dt} &= \frac{1}{C_2} i_2^* - \frac{1}{C_2} i_n, \quad u_2^* = U_0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Переменные $i_1^*, i_2^*, u_1^*, u_2^*$ можно рассматривать как желаемые изменения (задания) координат системы (1). При этом, если $i_1, i_2, u_1, u_2 \rightarrow 0$, то $u_2 \rightarrow U_0$, а также возникает возможность достичь инвариантности величины $\tilde{u}_2(t)$ к изменению $i_n(t), E(t)$.

Уравнения системы (1), записанные относительно отклонений (4), с учетом (5) приобретают вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_1}{dt} &= -\frac{R_1}{L_1} \tilde{i}_1 - \frac{1}{L_1} \tilde{u}_1 - \frac{E}{L_1} u + \frac{di_1^*}{dt} + \frac{R_1}{L_1} i_1^* + \\ &+ \frac{1}{L_1} u_1^*; \\ \frac{d\tilde{i}_2}{dt} &= -\frac{R_2}{L_2} \tilde{i}_2 + \frac{1}{L_2} \tilde{u}_1 - \frac{1}{L_2} \tilde{u}_2; \\ \frac{d\tilde{u}_1}{dt} &= \frac{1}{C_1} \tilde{i}_1 - \frac{1}{C_2} \tilde{i}_2; \\ \frac{d\tilde{u}_2}{dt} &= \frac{1}{C_2} \tilde{i}_2; \\ \tilde{y} &= \tilde{u}_2, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $\tilde{y} = y^* - y, y^* = U_0$.

Поставленную выше задачу управления применительно к модели (6) можно сформулировать следующим образом: необходимо синтезировать такую функцию переключения (3) управления (2), чтобы согласование $y(t)$ было сведено к нулю.

Действительно, если в системе (6) под действием управления (2) вдоль поверхности $s=0$ возникает скользящий режим, то для получения уравнения, описывающего это движение, необходимо [4] разрешить уравнение $s=0$ относительно переменной \tilde{i}_1 , подставить полученное выражение в систему (6) и отбросить в ней первые

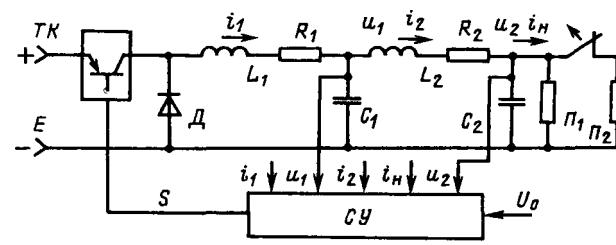


Рис. 1 Вологодская областная универсальная научная библиотека

вое уравнение. В результате, после преобразований, получим

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_2}{dt} &= -\frac{R_2}{L_2}\tilde{i}_2 + \frac{1}{L_2}\tilde{u}_1 - \frac{1}{L_2}\tilde{u}_2; \\ \frac{d\tilde{u}_1}{dt} &= -\left(\frac{\alpha_1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\tilde{i}_2 - \frac{\alpha_2}{C_1}\tilde{u}_1 - \frac{\alpha_3}{C_1}\tilde{u}_2; \\ \frac{d\tilde{u}_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}\tilde{i}_2, \quad \tilde{y} = \tilde{u}_2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Очевидно, что движение системы (1) в скользящем режиме (7) не зависит от изменений внешних воздействий $E(t)$, $i_h(t)$, а желаемое качество движения к нулю $\tilde{y}(t)$ может быть обеспечено соответствующим выбором коэффициентов функции переключения α_1 , α_2 , α_3 . При этом в статическом режиме ($t \rightarrow \infty$) $y = y^*$, т. е. $u_2 = U_0$. Таким образом, поставленная задача решена.

Рассмотрим вопрос реализации и существования скользящего режима (7). Задавая желаемый вид характеристического полинома системы (7)

$$H(\lambda) = \det \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} - \lambda & -\frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ -\frac{\alpha_1}{C_1} - \frac{1}{C_2} & -\frac{\alpha_2}{C_1} - \lambda & -\frac{\alpha_3}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & -\lambda \end{bmatrix} \quad (8)$$

например, в форме полинома Баттервортта третьего порядка [5]:

$$H(\lambda) = \lambda^3 + 2\omega_0\lambda^2 + 2\omega_0^2\lambda + \omega_0^3, \quad (9)$$

где ω_0 — частота среза эквивалентной системы, определяющая в данном случае длительность переходного процесса в скользящем режиме, из (8) и (9) найдем:

$$\alpha_1 = 2\omega_0 C_1 (R_2 - \omega_0 L_2) - R_2^2 C_1 / L_2;$$

$$\alpha_2 = 2\omega_0 C_1 - R_2 C_1 / L_2;$$

$$\alpha_3 = \omega_0 C_1 (2 - \omega_0^2 L_2 C_2) - R_2 C_1 / L_2.$$

При реализации управления (2) функцию переключения (3) удобно представить в следующем виде:

$$s = i_1^* + \alpha_1 i_2^* + \alpha_2 u_1^* + \alpha_3 u_2^* - (i_1 + \alpha_1 i_2 + \alpha_2 u_1 + \alpha_3 u_2), \quad (10)$$

где i_1 , i_2 , u_1 , u_2 — координаты системы (рис. 1), поддающиеся непосредственному измерению, а переменные i_1^* , i_2^* , u_1^* , u_2^* получаются из решения системы (5), которые при $u_2^* = U_0 = \text{const}$ принимают вид

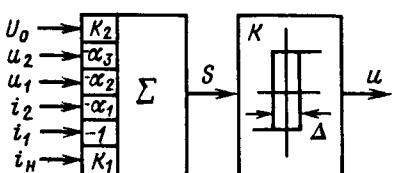


Рис. 2 Вологодская областная научная библиотека

$$\left. \begin{aligned} i_1^* &= C_1 \left(L_2 \frac{d^2 i_h}{dt^2} + \frac{di_h}{dt} R_2 \right) + i_h; \\ u_1^* &= L_2 \frac{di_h}{dt} + U_0 + R_2 i_h, \quad i_2^* = i_h, \quad u_2^* = U_0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

При реализации закона управления (2), (3) с учетом (11) возникают сложности с измерением или оценкой величин $d^2 i_h/dt^2$, di_h/dt . Полагая, что в режимах стабилизации нагрузка ИСН либо постоянна, либо иногда претерпевает скачкообразные изменения, то на интервалах постоянства из (11) можно получить

$$i_1^* = i_2^* = i_h; \quad u_1^* = U_0 + R_2 i_h; \quad u_2^* = U_0, \quad (12)$$

а функция переключения (8) с учетом (12) примет вид

$$s = k_1 i_h + k_2 U_0 - (i_1 + \alpha_1 i_2 + \alpha_2 u_1 + \alpha_3 u_2), \quad (13)$$

где $k_1 = 1 + \alpha_1 + \alpha_2 R_2$; $k_2 = \alpha_2 + \alpha_3$.

Известно [4], что в системах со скалярным управлением условие существования скользящего режима определяется в виде неравенства $ss < 0$, которое применительно к системе (1) с управлением (2) и функцией переключения (13) может быть представлено в виде следующего эквивалентного выражения:

$$\begin{aligned} 0 < |k_1 \frac{di_h}{dt} + \frac{\alpha_3}{C_2} i_h + \left(\frac{R_1}{L_1} - \frac{\alpha_2}{C_1} \right) i_1 + \\ &+ \left(\frac{1}{L_1} + \frac{\alpha_1}{L_2} \right) u_1 + \left(\frac{\alpha_1 R_2}{L_2} + \frac{\alpha_2}{C_2} - \frac{\alpha_3}{C_2} \right) i_2 + \\ &+ \frac{\alpha_1}{L_2} u_2| < \frac{E}{L_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Соотношение (14) может быть использовано для выбора такого значения E , чтобы управление (2) обеспечивало возникновение скользящего режима, а, следовательно, и сведение к нулю ошибки \tilde{y} для заданных значений нагрузки. Отметим, что при скачкообразном изменении тока нагрузки, например, при коммутации потребителя P_2 ток $i_h(t) = I_1 \pm I_2 \cdot 1(t-\tau)$, где I_1 , I_2 — токи потребителей P_1 , P_2 ; величина $\frac{di_h}{dt} = \pm I_2 \delta(t-\tau)$ и условие (14) нарушается при любом значении E , что приводит к разрушению скользящего режима (7). Однако если величина E выбрана из условия выполнения неравенства (14) при $di_h/dt = 0$, то после коммутации нагрузки при $t > \tau$ $\delta(t-\tau) = 0$ и условия существования (14) восстанавливаются. При этом система (1) через конечное время Δt выходит на поверхность переключения $s = 0$ и в системе восстанавливается скользящий режим стабилизации (7).

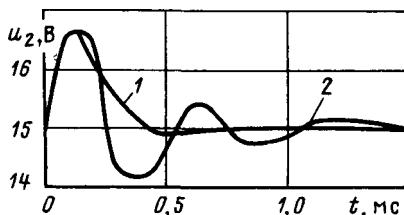


Рис. 3

На рис. 2 представлена схема системы управления ИСН, выполненная на основе выражений (2), (13). Были рассмотрены два варианта реализации схемы управления, отличающиеся способом измерения переменных i_1 , i_2 .

В первом варианте в качестве датчиков токов i_1 , i_2 применены резистивные шунты, включаемые в цепи дросселей L_1 , L_2 соответственно. Сигнал, пропорциональный току $i_h = i^* = i_2^*$, снимается с шунта, устанавливаемого в цепи потребителей P_1 , P_2 , связанной с шиной «минус» ИСН, и подается на сумматор Σ (рис. 2) с добавочным коэффициентом $1/R_w$, где R_w — сопротивление шунта.

Во втором варианте реализации схемы управления измерялись разности токов $i_1 - i_1^*$ (приближенно) и $i_2 - i_2^*$ (точно) путем установки измерительных шунтов в цепи конденсаторов C_1 и C_2 , соответственно, связанных с шиной «минус» ИСН. Переменная i_h в этом случае не измерялась.

При реализации системы управления ИСН было учтено, что частота переключения TK ограничена техническими условиями на силовые полупроводниковые элементы схемы. Поэтому для ограничения частоты переключения в скользящем режиме в компаратор K схемы управления (рис. 2) введен гистерезис с шириной петли Δ .

Был промакетирован ИСН с параметрами ($E = 27$ В; $L_1 = 0,23 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C_1 = 10^{-4}$ Ф; $L_2 = 0,23 \cdot 10^{-3}$ Гн; $C_2 = 10^{-4}$ Ф; $R_1 = 0,06$ Ом; $R_2 = 0,06$ Ом), близкими к параметрам ИСН с двухзвенным LC -фильтром, рассмотренном в [1]. На рис. 3 представлены кривые переходных процессов при скачкообразном изменении тока нагрузки ИСН (отключение потребителя P_2) $i_h = I_1 - I_2 \cdot 1(t - \tau) = [4 - 3 \cdot 1(t)]$ А в разработанном ИСН

(кривая 1) и для сравнения — в ИСН [1] (кривая 2).

Выводы. 1. Разработана методика синтеза функции переключения транзисторного ключа ИСН с двухзвенным LC -фильтром, позволяющая обеспечить желаемое качество стабилизации выходного напряжения, инвариантность к внешним воздействиям и астатические свойства.

2. Получены расчетные соотношения, позволяющие определить коэффициенты функции переключения α_1 , α_2 , α_3 (параметры регулятора) в зависимости от параметров фильтра ИСН и желаемого распределения корней характеристического уравнения системы в скользящем режиме.

3. Полученное в работе качество переходного процесса стабилизации напряжения в ИСН характеризует эффективность разработанной структуры регулятора и методики расчета его параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малешин В. И., Мосин В. В., Опадчий Ю. Ф. Формирование динамических свойств устройств вторичного электропитания с ШИМ-2. Электронная техника в автоматике / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1985, вып. 16.

2. Белов Г. А., Картузов А. В. Колебания в импульсном стабилизаторе напряжения вблизи границы устойчивости. — Электричество, 1988, № 7.

3. Головацкий В. А. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Советское радио, 1974.

4. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. — М.: Наука, 1981.

5. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1976.

[11.08.89]

УДК [621.315.34:538.311].001.24

Внутреннее поле экранированной двухпроводной линии

ЗАХАРОВ В. П., КИСЛЕЦОВ А. В.,
КРИВОПУСТОВ А. В., МОСОЛОВ А. Ю.

В [1] дана методика расчета характеристик внешнегомагнитного поля, генерируемого импульсом тока произвольной формы, протекающего по экранированной двухпроводной линии. В ряде случаев для решения вопросов электромагнитной совместимости необходимо знать и характеристики поля, генерируемого этой линией внутри экрана.

При предположениях [1] напряженность магнитного поля внутри экрана определяется выражением

$$H_a(t) = H_0(t) + \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{H}_0(\tau) W(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где $H_0(t)$ — напряженность собственного поля двухпроводной линии; $\tilde{H}_0(t)$ — напряженность поля обратного действия экрана; $W(t)$ — импульсная внутренняя реакция экрана, определяемая обратным Фурье-преобразованием от коэффициента обратного действия экрана по

отношению к полю двухпроводной линии с током частоты ω .

Поле обратного действия экрана в квазистационарном приближении определяется выражением [2]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{H}_{or} \\ \tilde{H}_{0\varphi} \end{array} \right\} = I(t) \sum_{m=1}^{\infty} \tilde{G}_m(r) \left\{ \begin{array}{l} -\cos(m\varphi - \psi) \\ \sin(m\varphi - \psi) \end{array} \right\}, \quad (2)$$

где $\tilde{G}_m(r) = \frac{a}{\pi R^2} m (\mathcal{E}r/R^2)^{m-1}$; a — расстояние между проводами пары (см. рис. 1); \mathcal{E} — эксцентриситет пары; R — радиус экрана; ψ — угол поворота пары.

Коэффициенты обратного действия для соответствующих мультиполей собственного поля линии имеют вид [2]:

$$W_m(\omega) = \frac{1}{2} \operatorname{sh} k_m d (K_m - 1/K_m) S_m(\omega),$$

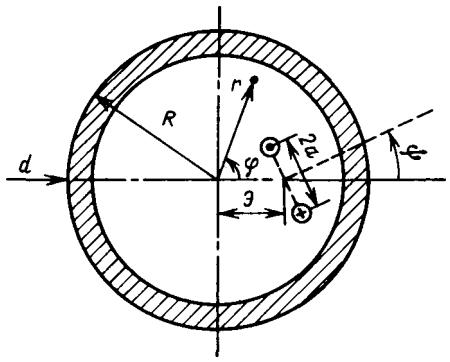


Рис. 1. Экранированная двухпроводная линия

где $S_m(\omega) = \left[\operatorname{ch} k_m d + \frac{1}{2} \left(K_m + \frac{1}{K_m} \right) \operatorname{sh} k_m d \right]^{-1}$;
 $k_m = \left[\frac{i\omega}{\Omega d^2} + \frac{m^2}{R^2} \right]^{1/2}$; $K_m = \frac{k_m R}{\mu m}$; $\Omega = (\mu_0 \sigma d^2)^{-1}$; d — толщина экрана; σ — проводимость материала экрана; μ — относительная магнитная проницаемость материала экрана; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость вакуума.

Для нахождения импульсных внутренних реакций экрана для фиксированного номера мультиполя m аналитически продолжим функцию $W_m(\omega)$ на комплексную плоскость. Функция $W_m(\omega)$ является однозначной на всей плоскости ω и может быть представлена в виде

$$W_m(\omega) = 1 - V(\omega),$$

где $V_m(\omega) = \left[\operatorname{ch} k_m d + \frac{1}{K_m} \operatorname{sh} k_m d \right] S_m(\omega)$.

Особые точки функции $V_m(\omega)$ и ее поведение при $|\omega| \rightarrow \infty$ совпадают с особыми точками и поведением функции $S_m(\omega)$. Поэтому, используя как и в [1] теорию вычетов и лемму Жордана, находим внутренние импульсные реакции экрана:

$$W_m(t) = \delta(t) - 2\Omega h(t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{g_{mn}}{f_{mn}} e^{-\lambda_{mn} t}, \quad (3)$$

где $h(t)$ — функция Хевисайда; $\delta(t)$ — дельта-функция Дирака; $g_{mn} = \sin \beta_{mn} Y_m(\beta_{mn}) \beta_{mn}$; $f_{mn} = \sin \beta_{mn} (1 + Y_m \beta_{mn}) / \beta_{mn} + \cos \beta_{mn} X_m(\beta_{mn})$; $Y_m(\beta_{mn}) = \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_{mn} R}{\mu dm} + \frac{\mu dm}{\beta_{mn} R} \right)$; $X_m(\beta_{mn}) = \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_{mn} R}{\mu dm} - \frac{\mu dm}{\beta_{mn} R} \right)$; $\lambda_{mn} = \Omega (\beta_{mn}^2 + m^2 d^2 / R^2)$; β_{mn} являются корнями уравнения

$$\cos \beta_{mn} - \sin \beta_{mn} X_m(\beta_{mn}) = 0.$$

Отметим, что в [1] было показано, что вычисление корней β_{mn} может быть сведено к вычислению корней β_{1n} и таким образом для вычисления функций $W_m(t)$ можно пользоваться результатами [3] для цилиндрического экрана во внешнем однородном импульсном поле.

Используя формулы (1) — (3), получаем окончательное выражение для внутреннего магнитного поля экранированной двухпроводной линии, по которой протекает импульс тока произвольной формы $I(t)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{ar} \\ H_{a\phi} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} H_{0r} + \tilde{H}_{0r} \\ H_{0\phi} + \tilde{H}_{0\phi} \end{array} \right\} + 2\Omega \sum_{m=1}^{\infty} \tilde{G}_m(r) \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} \cos m\varphi + \psi \\ -\sin(m\varphi - \psi) \end{array} \right\} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{g_{mn}}{f_{mn}} \varphi_{mn}(t), \quad (4)$$

$$\text{где } \varphi_{mn}(t) = \int I(\tau) e^{-\lambda_{mn}(t-\tau)} d\tau.$$

При выполнении условий [1]

$$\mu d/R \ll 1 \text{ и } \frac{1}{\tau_n} \sim \alpha \gg \lambda_{10} = \frac{2}{\mu_0 \sigma d R}$$

получим приближенные выражения для параметров поля внутри экрана:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{ar} \\ H_{a\phi} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} H_{0r} + \tilde{H}_{0r} \\ H_{0\phi} + \tilde{H}_{0\phi} \end{array} \right\} + \varphi_{10}(t) \lambda_{10} \tilde{G}_1(r) \operatorname{Re} X$$

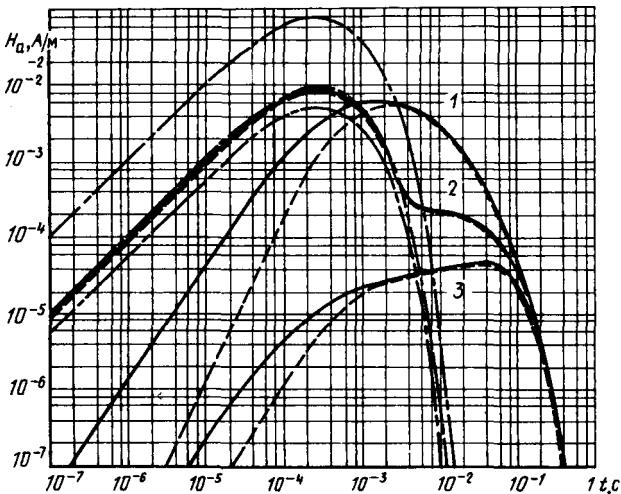
$$\times \left[\left\{ \begin{array}{l} 1 \\ i \end{array} \right\} \frac{e^{i(\lambda_{10}-\psi)} \left(1 + \frac{\mathcal{E}_1 r e^{i\psi}}{R^2} \right)}{\left(1 - \frac{\mathcal{E}_1 r e^{i\psi}}{R^2} \right)^3} \right], \quad (5)$$

где $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E} e^{-\lambda_{10} t}$ определяет скорость перераспределения наведенных в экране токов.

Для выявления основных особенностей распределения магнитного поля внутри экрана двухпроводной линии рассмотрим линию, характеризуемую следующими параметрами: $a = 1$ см; $\mathcal{E} = 0,3$ м; $R = 0,5$ м; $d = 5$ мм; $\sigma = 3,33 \cdot 10^7$ См/м; $\mu = 1$; $\psi = 0$; $I(t) = 1,44 (e^{-10^3 t} - e^{-10^4 t})$ А.

Амплитудно-временные характеристики магнитного поля такой линии у внутренней поверхности экрана представлены на рис. 2. Здесь же штрихпунктирными линиями указаны характеристики поля линии без экрана.

Под действием собственного поля пары на внутренней поверхности экрана наводятся токи, магнитное поле которых практически подавляет радиальную и удваивает тангенциальную составляющие воздействующего поля (происходит отражение поля от внутренней про-

Рис. 2. Внутреннее поле экранированной двухпроводной линии ($r=R$): 1 — точка наблюдения $\varphi=0$; 2 — $\varphi=90^\circ$; 3 — $\varphi=180^\circ$

водящей поверхности экрана). По мере проникновения поля в толщину экрана он начинает переизлучать поглощенную в себе энергию. При этом внутреннее поле определяется суперпозицией всех полей.

Видно, что через определенное время задержки

$$\tau_{\text{зад}} = \max \{\tau_i, \tau_s\},$$

где τ_i — длительность импульса тока; τ_s — время проникновения поля через экран (определенное параметрами экрана и спектральными характеристиками импульса тока), экран формирует у своей внутренней поверхности магнитные поля, амплитудно-временные параметры которых тождественны параметрам поля у его внешней поверхности, определенным в [1].

Зависимость направления вектора магнитного поля от времени приведена на рис. 3. Сложный вид временной зависимости направления вектора поля внутри экрана объясняется тем, что это поле образовано суммой собственного поля пары и поля обратного действия экрана [штрихпунктирными линиями отмечена временная зависимость угла наклона поля, определяемая двумя первыми слагаемыми выражения (4); штриховыми линиями — угол наклона, определяемый слагаемым — суммой выражения (4)].

Из приближенных формул (5) непосредственно вытекает, что после протекания импульса тока в результате перераспределения наведенных в экране токов поле внутри экрана стремится к однородному по сечению полу с напряженностью

$$H_a(t) = \frac{a}{\pi R^2} \lambda_{10} \Phi_{10}(t),$$

перпендикулярной плоскости пары.

На рис. 2 для сравнения штриховыми линиями на-несены характеристики поля, определенные по приближенным выражениям (5). Направление магнитного поля описывается этими формулами с такой же степенью точности, и они могут использоваться для инженерных расчетов.

Таким образом, разработанный метод расчета позволяет находить распределение магнитного поля внутри

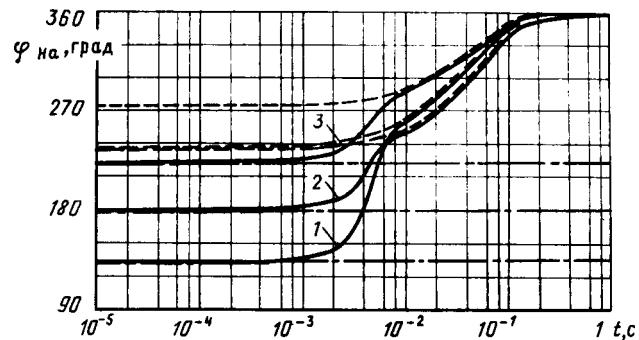


Рис. 3. Направление внутреннего поля экранированной двухпроводной линии ($r=R$): 1 — $\varphi=45^\circ$; 2 — $\varphi=90^\circ$; 3 — $\varphi=135^\circ$

экранируемого объема при произвольном расположении двухпроводной линии. Полученное распределение дает возможность оптимизировать разработку помехозащищенных фидерных линий; выбирать оптимальные схемы размещения различной аппаратуры и трассировки цепей питания в экранируемых объемах; разрабатывать дополнительные меры защиты информационных цепей аппаратуры в виде фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электромагнитное поле экранированной двухпроводной линии / В. П. Захаров, А. В. Кислецов, А. В. Кривопустов, А. Ю. Мосолов. — Электричество, 1989, № 5.
2. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике электросвязи. — М.: Госэнергоиздат, 1957.
3. Проводящие оболочки в импульсном электромагнитном поле / В. В. Васильев, Л. Л. Коленский, Ю. А. Медведев, Б. М. Степанов. — М.: Энергоиздат, 1982.

[24.03.89]

УДК 537.212.001.2

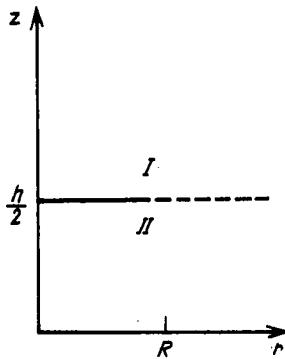
Вариационный метод аналитической аппроксимации емкости плоского конденсатора с круговыми пластинами

ЗОЛОТОВ О. А., КАЗАНЦЕВ В. П.

При использовании вариационных принципов для решения задач электростатики главной проблемой представляется выбор пробных функций. С одной стороны, пробные функции должны быть достаточно просты для проведения вычислений с ними, а с другой, они должны правильно отражать физическую суть задачи, именно в этом случае следует ожидать наибольшей точности приближения. В [1—3] был развит метод выбора пробных функций, названный нами методом обобщенных координат и позволяющий находить для емкости различных систем довольно точные аналитические оценки. В этой статье на примере задачи

о емкости плоского кругового пластинчатого конденсатора рассмотрен другой подход к построению пробных функций, связанный с выбором подходящего распределения зарядов на поверхности проводника.

Задача о емкости плоского дискового конденсатора была выбрана в качестве примера, во-первых, как простая по постановке, а во-вторых, как весьма сложная для решения. Этой задаче был посвящен не один десяток работ, перечисленных в библиографическом указателе [4], а эффективный численный метод ее решения был реализован совсем недавно [5, 6]. Что касается аналитических формул, используемых в инже-



нерных расчетах [7], то они имеют сравнительно малую точность и не охватывают всей области изменения параметров конденсатора.

В основе предлагаемого метода лежит вариационный принцип Гаусса [8], позволяющий оценивать емкость снизу с помощью произвольного распределения поверхностной плотности заряда на пластинах конденсатора. Очевидно, что чем лучше угадано это распределение, чем точнее пробная функция поверхностной плотности заряда совпадает с действительной, тем точнее будут оценки емкости. С целью подбора «хорошей» пробной функции рассмотрим асимптотическое поведение поверхностной плотности заряда в зависимости от параметра α ; отношения расстояния между пластинами h к их диаметру $2R$ (см. рисунок). При $\alpha \rightarrow 0$ пластины расположены близко друг к другу, на заряды на поверхности пластины влияют не столько ее края, сколько близко расположенные заряды другой пластины. В этом случае можно пренебречь конечными размерами пластин и принять, что поверхностная плотность заряда стремится к равномерной. При $\alpha \rightarrow \infty$ пластины сильно удаляются друг от друга и их взаимным влиянием можно пренебречь. Тогда заряды на поверхности пластины стремятся распределиться как на одиночной пластине, а это распределение для заряженной зарядом Q пластины в форме диска известно [9]:

$$\sigma(x) = \frac{Q}{2\pi R^2} \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}, \quad x = \frac{r}{R} < 1. \quad (1)$$

Если теперь выбрать

$$\sigma(x) = \frac{Q}{\pi R^2} \left(a(\alpha) + \frac{b(\alpha)}{\sqrt{1-x^2}} \right); \quad x < 1, \quad \sigma(x) = 0; \quad x > 1, \quad (2)$$

где $a(\alpha) + 2b(\alpha) = 1$, то, найдя коэффициенты $a(\alpha)$ и $b(\alpha)$ из вариационного принципа минимума энергии, получим правильное поведение $\sigma(x)$ как при $\alpha \rightarrow 0$, так и при $\alpha \rightarrow \infty$.

Для вычисления оценки емкости C через поверхностную плотность зарядов разобьем рассматриваемую область на две I и II (см. рисунок), и представим потенциал φ в первой области как

$$\varphi(x, y) = \int_0^\infty \Phi(k) J_0(kx) (e^{-k(y-\alpha)} - e^{-k(y+\alpha)}) dk, \quad y = z/R, \quad (3)$$

а во второй —

$$\varphi(x, y) = \int_0^\infty \Phi(k) J_0(kx) (e^{-k(\alpha-y)} - e^{-k(\alpha+y)}) dk. \quad (4)$$

При таком выборе потенциал удовлетворяет граничным условиям при $r, z \rightarrow \infty$ и $r, z = 0$ и уравнению Лапласа в областях I и II. Кроме того, он непрерывен при $z = h/2$.

В этом случае в среде с диэлектрической проницаемостью ϵ поверхностная плотность заряда на плоскости $z = h/2$ равна

$$\sigma(x) = \frac{\epsilon}{R} \left(\frac{\partial \varphi_{II}}{\partial y} \Big|_{y=\alpha} - \frac{\partial \varphi_I}{\partial y} \Big|_{y=\alpha} \right) = \frac{2\epsilon}{R} \int_0^\infty k \Phi(k) J_0(kx) dk. \quad (5)$$

Обращая преобразование Ганкеля в формуле (5) и учитывая соотношение (2), получаем

$$\Phi(k) = \frac{R}{2\epsilon} \int_0^\infty x \sigma(x) J_0(kx) dx = \frac{q}{4\pi\epsilon R} \left(A(\alpha) \frac{J_1(k)}{k} + B(\alpha) \frac{\sin k}{k} \right). \quad (6)$$

Здесь $A(\alpha)$ и $B(\alpha)$ — коэффициенты, связанные с $a(\alpha)$ и $b(\alpha)$, их значения найдем из условия минимума функционала энергии

$$W = 2\pi R^2 \int_0^\infty x \sigma(x) \varphi(x, \alpha) dx = 4\pi\epsilon R \int_0^\infty \Phi^2(k) (1 - e^{-2ka}) dk \geqslant \frac{Q^2}{2C} \quad (7)$$

при условии постоянства полного заряда Q :

$$Q = 2\pi R^2 \int_0^\infty x \sigma(x) dx = 4\pi\epsilon R \int_0^\infty \Phi(k) J_1(k) dk. \quad (8)$$

После подстановки (6) в (7) и (8) (все интегралы берутся в аналитической форме с помощью [10]) и проведения необходимых вычислений окончательно получим:

$$\begin{aligned} C &\leq C_i = 2\pi\epsilon R \frac{p+q-u}{4pq-c^2}; \\ p &= \frac{1}{4} \operatorname{arctg} \alpha + \frac{\alpha}{8} \ln \left(1 + \frac{1}{\alpha^2} \right); \\ q &= \alpha + \frac{4}{3\pi} \left\{ 1 - \sqrt{1+\alpha^2} \left[\alpha^2 K \left(\frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \right) + (1-\alpha^2) E \times \right. \right. \\ &\times \left. \left. \left(\frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \right) \right] \right\}; \\ u &= \frac{1}{2} \arcsin v - \frac{v(1-v)}{2} \sqrt{\frac{1-v}{1+v}}, \quad v = \sqrt{\frac{2\alpha}{\alpha + \sqrt{1+\alpha^2}}}, \end{aligned} \quad (9)$$

где K и E — полные эллиптические интегралы.

Сравнение расчетов по (9) с результатами [6] убеждает, что на всем интервале $0 < \alpha < \infty$ погрешность $(C_i - C_{[6]})/C_{[6]}$ не превышает 0,2 %:

α	0,005	0,025	0,045	0,05	0,25	0,5	1
$\frac{C_i}{4\pi\varepsilon R}$ по [9]	25,58	5,477	3,218	2,934	0,8522	0,5794	0,4418
$\frac{C}{4\pi\varepsilon R}$ по [6]	25,60	5,485	3,224	2,939	0,8529	0,5796	0,4418

Следует отметить, что в [6] практически те же вычисления проведены численно и с другими пробными функциями, не дающими правильной асимптотики при $\alpha \rightarrow 0$, поэтому для получения удовлетворительной точности авторам [6] пришлось взять пять пробных функций. Также отметим, что уточнение выше-приведенной формулы значительного труда не представляет, поскольку существует полная система функций распределения поверхностной плотности заряда, для которой все вычисления можно провести аналитически. Таким образом, рассмотренный пример демонстрирует эффективность вариационного подхода к задачам электростатики проводников.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Казанцев В. П. Вариационные оценки в электростатике. Метод обобщенных координат.— Изв. вузов. Физика, 1984, № 8, с. 100—104.
2. Казанцев В. П. Вариационные оценки емкостей проводящих пластин.— ЖТФ, 1983, т. 53, № 3, с. 458—456.
3. Золотов О. А., Казанцев В. П., Куклин Е. И. Вариационные неравенства в задачах о емкости тел вращения / Красноярский ун-т — Красноярск, 1985.— Рукопись деп. в ВИННИТИ 23.04.85 № 5539—85.
4. Иоссель Ю. Я. Анnotated bibliographical index of Russian and foreign literature on the subject «Calculation of electric capacity».— Л.: НИИПТ, 1984.
5. Wintle H. J. Capacitor edge corrections.— IEEE Trans. on Electr. Insulat., vol. EI—21, N 3, June 1986.
6. Мейерова Р. С., Фридберг П. Ш. Эффективный метод расчета емкости кольцевого конденсатора.— ЖТФ, 1987, т. 57, № 2.
7. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости.— Л.: Энергоиздат, 1981.
8. Полиа Г., Сёге Г. Изопериметрические неравенства в математической физике.— М.: Государственное изд-во физико-математич. лит-ры, 1962.
9. Ландау Л. Д., Либшиц Е. М. Электродинамика сплошных сред.— М.: Наука, 1982.
10. Прудников А. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И. Интегралы и ряды. Специальные функции.— М.: Наука, 1983.

[13.12.89]

УДК 538.26.001.24

Анализ электродинамических и энергетических характеристик моделей магнитных систем с квазибессиловым распределением тока

ДЕМИДЕНКО С. К., ЗАМИДРА А. И., ТРОХИМЕНКО А. И.

Институт электродинамики АН УССР

Электродинамические усилия, возникающие в соленоидах при генерации сильных магнитных полей, являются одним из факторов, ограничивающих индукцию получаемых полей. Перспективным способом повышения механической прочности систем является создание в обмотках таких распределений тока и индукций, при котором механические напряжения будут значительно снижены. Применение замкнутых экранов, например, позволяет разгрузить обмотки от разрывных усилий. В этом случае часть нагрузки переносится на экран — менее ответственную часть конструкции [1].

Более полная разгрузка достигается в бессиловых системах, в которых из-за параллельности векторов плотности тока и магнитной индукции объемная плотность сил в обмотке равна нулю [2, 3]. В [4] было проведено сравнение наиболее простых моделей магнитных систем с бессиловыми обмотками — сферической и цилиндрической конфигураций. Анализ проводился для соленоидов и индуктивных накопителей энергии. В рассмотренных моделях предполагалось, что размеры рабочей области соленоидов значительно меньше размеров обмоток и искажениями бессилового характера поля

можно пренебречь. Однако в большинстве случаев это условие не выполняется, поэтому необходимо провести оценку влияния размеров рабочей области соленоида на энергетические и электродинамические характеристики. Системы, в которых распределение тока и индукции приближается к бессиловому, но не является таковым, будем называть квазибессиловыми.

Анализ выполним на основе бессиловой модели, ограниченной сферической поверхностью [4], распределение тока в которой описывается выражениями

$$\begin{aligned} j_r &= -\frac{3B_u \alpha \cos \theta}{\mu_0(\alpha r)^3} [\sin \alpha r - \alpha r \cos \alpha r]; \\ j_\theta &= \frac{3\alpha B_u \sin \theta}{2\mu_0(\alpha r)^3} [\alpha r \cos \alpha r - (1 - \alpha^2 r^2) \sin \alpha r]; \\ j_\varphi &= -\frac{3\alpha B_u \sin \theta}{2\mu_0(\alpha r)^2} [\sin \alpha r - \alpha r \cos \alpha r], \end{aligned}$$

где B_u — индукция поля в центре конфигурации; r, θ, φ — координаты сферической системы; коэффи-

циент α находится из соотношения $\alpha = 4,49/R$, при котором на граничной поверхности $r=R$ нормальная компонента поля равна нулю.

Внешнее удерживающее поле такой системы является однородным с индукцией $B_0 = B_{\text{ц}} \cos \alpha R$ и может быть создано токами, протекающими в экране $r=R$ с поверхностной плотностью

$$\vec{i}_{\text{пов}} = \frac{3B_0}{2\mu_0} \sin \theta \vec{i}_\varphi,$$

где \vec{i}_φ — единичный вектор координаты φ .

Внутри шаровой области $r < R$ ток протекает вдоль линий магнитного поля ($\vec{j} = \frac{\alpha}{\mu_0} \vec{B}$) и объемная плотность сил $\vec{f} = \vec{j} \times \vec{B} = 0$. На токи экрана действуют электродинамические усилия с поверхностной плотностью

$$P_m = \frac{9B_0^2}{8\mu_0} \sin^2 \theta.$$

Область $r < R$ полностью заполнена током. Линии поля и тока представляют собой спирали, лежащие на поверхностях $\Psi = \text{const}$, где

$$\Psi = \frac{3B_0 \sin^2 \theta}{2\alpha^2 \cos(\alpha r)} \left[\frac{\sin \alpha r}{\alpha r} - \cos \alpha r \right].$$

При выделении в такой токовой системе рабочего объема необходимо удалить токи не только с центральной области, но и с областей, где $|\Psi| < |\Psi_r| = |\Psi(r = r_1, \theta = \pi/2)|$, r_1 — радиус рабочего объема (рис. 1). Это условие вытекает из специфики распределения тока в рассматриваемой конфигурации. При этом угол между векторами плотности тока и магнитной индукции отличен от нуля, что приводит к возникновению электродинамических сил. Для изучения энергетических и электродинамических характеристик таких систем была разработана программа MITT.

Метод и программа расчета. Программа MITT базируется на использовании метода инверсии, позволяющего рассчитывать осесимметричные магнитные системы со сферическими экранами, через которые магнитное

поле не проникает [5]. Она имеет блочную структуру. Первоначально генерируется вычислительная сетка: область, ограниченная экраном, разбивается в меридианной плоскости на элементарные квадратные ячейки площадью $S_i = h^2$, где h — шаг вычислительной сетки. Следующий этап — определение границ токовой области. Для выбранных значений радиуса рабочей области r_1 и радиуса экрана R определяется Ψ_r . Для ячеек, в которых протекает ток, выполняется условие $|\Psi_i| > |\Psi_r|$, где Ψ_i — значение функции Ψ в центре ячейки i . Непрерывно распределенный торoidalный ток модели замещается системой колышевых линейных токов I_i , которые помещаются в центры ячеек. Линейные токи рассчитываются через значения плотностей токов бессиловой модели в центрах ячеек $j: I_i = j_i S_i$. Торoidalная компонента векторного потенциала A_φ находится суммированием вкладов, вносимых линейными токами I_i :

$$A_\varphi = \sum_i A_{\varphi i} = \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_i I_i \sqrt{\frac{a}{r \sin \theta}} [f(k_1) - f(k_2)],$$

где a — радиус колышевого тока; $f(\cdot)$ — функция, определяемая через эллиптические интегралы; k_i — модули эллиптических интегралов, зависящие от радиуса экрана и местоположения кольца с током [5].

В осесимметричных системах потенциал A_φ полностью определяет полоидальные компоненты вектора магнитной индукции (B_r, B_θ). Торoidalная компонента поля находится через ток, пронизывающий круговой контур, центр которого совпадает с осью симметрии системы. Программа MITT позволила рассчитать распределение индукции магнитного поля с учетом экрана, энергию системы, объемную плотность электродинамических усилий в области $r < R$ и давление магнитного поля на сферический экран.

Данные, полученные численным расчетом, имеют погрешность, являющуюся следствием несоответствия математического описания задачи реальности: по всему сечению элементарной ячейки плотность тока предполагалась постоянной, распределенный ток замещался сосредоточенным.

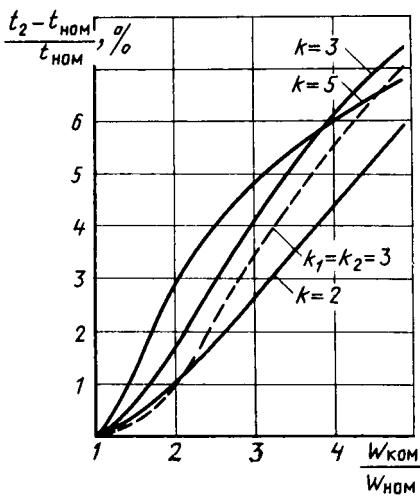
Для оценки погрешности был проведен вычислительный эксперимент. Численные данные, полученные при расчете токовой системы, в которой отсутствовала рабочая полость ($r_1 = 0$), сопоставлялись с известными аналитическими выражениями для бессиловой сферической конфигурации. Сравнение показало, что максимальная относительная погрешность γ не превышает 3 %, если шаг вычислительной сетки h составляет не более $0,06 R$, где R — радиус экрана. Под относительной погрешностью понималась величина

$$\gamma = \frac{B^* - B}{\langle B \rangle},$$

где B^* — определенное по аналитическим формулам значение магнитной индукции; B — значение индукции магнитного поля, вычисленное при помощи программы MITT; $\langle B \rangle$ — усредненное по объему значение индукции магнитного поля;

$$\langle B \rangle = \sqrt{\int_V (B^*)^2 dV} / V.$$

Рис. 1. Квазибессиловая конфигурация: 1 — рабочая область, 2 — токовая область, 3 — экран.



Повысить точность численного расчета можно за счет уменьшения шага вычислительной сетки h , однако при этом увеличиваются время счета и объем памяти. Анализ показал, что оптимальным будет выбор h в пределах $R/50 \leq h \leq R/25$. Для изучения влияния радиуса рабочего объема на электродинамические параметры системы был выбран шаг $h=R/50$.

Результаты расчетов. Расчеты проводились для двух случаев:

при сохранении величины плотности тока в области, занятой током ($j=\text{const}$);

при постоянной величине индукции магнитного поля в центре рабочей полости ($B_u=\text{const}$).

В первом случае с увеличением радиуса рабочего объема уменьшается занятая токами область, что приводит к уменьшению индукции поля в центре и энергии, запасаемой в конфигурации (рис. 2).

На рис. 3 показано распределение ρ -компоненты объемной плотности сил f_ρ вблизи плоскости $\theta=\pi/2$ ($z=R/50$) для конфигурации с отношением $d=r_1/R$, равным 0,05; 0,1; 0,2; 0,25; 0,3, ($j=\text{const}$, $B_0=1$ Тл, $R=1$ м). Максимум функции $f_\rho = -j_\rho B_t + j_t B_\rho$ имеют на границе токовой области и рабочего объема. Это связано с тем, что на границе отсутствует торoidalная компонента индукции поля $B_t=0$, а полоидальная компонента $B_\rho = \{B_r, B_\theta\}$ имеет свой максимум. Уменьшение максимальных значений f_ρ при $d=r_1/R$, равном 0,25 и 0,3, связано с резким уменьшением области, занятой токами, и, следовательно, магнитного поля при условии $j=\text{const}$. Анализ аналогичных графиков, рассчитанных при постоянной величине магнитного поля в центре системы ($B_u=\text{const}$), показывает, что в интервале $0 \leq d \leq 0,2$ максимум f_ρ хорошо описывается выражением

$$f_{\rho\max} = 43,28 \cdot 10^7 \cdot d^{1.4}.$$

При d , равных 0,25 и 0,3, $f_{\rho\max}$ соответственно в 5,64 и 57,3 раз больше значения $f_{\rho\max}$ для $d=0,1$ при том же поле в центре рабочей области.

С увеличением радиуса r_1 возникает смещение максимумов $B_t(r)$ и $B_\rho(r)$ в сторону увеличения r . Более сильное смещение максимума B_ρ и более резкое уменьшение его значения по сравнению с B_t приводят к возникновению в токовых системах с $d > 0,28$ знакопеременных электродинамических усилий.

Для сравнения отметим, что в аналогичной конфигурации с $d=0,1$, в которой полоидальные компоненты тока j_r и j_θ равны нулю, максимум ρ -компоненты объемной плотности сил смещен внутрь токового слоя и в 1,7 раз больше максимального значения $f_{\rho\max}$ квазибессиловой системы.

Представляет интерес проанализировать поле на поверхности сферического экрана. Поскольку поле при $r=R$ имеет только касательную компоненту $B_r=B_\theta$, то действующие на токи экрана силы будут направлены перпендикулярно экрану. На рис. 4 приведены графики $B_r(\theta)$ для бессиловой конфигурации и токовых систем с отношением d , равным 0,1 и 0,2, при условии $B_u=\text{const}$ ($B_u=4,6$ Тл, $R=1$ м). Как видно, с увеличением радиуса рабочего объема возрастает индукция магнитного поля, а следовательно, и давление магнитного поля на экран вблизи плоскости $\theta=\pi/2$.

Изменение распределения тока в области $r < R$ приводит к изменению структуры удерживающего поля, создаваемого внешними источниками, в данном случае

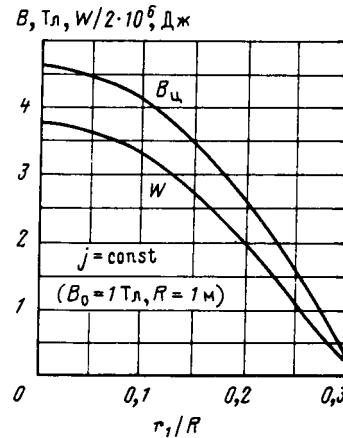


Рис. 2. Зависимости индукции поля в центре B_u и энергии W конфигурации от $d=r_1/R$

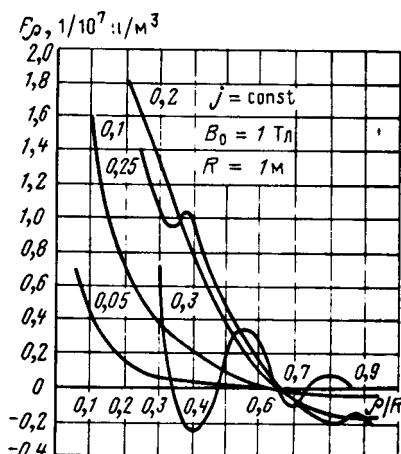


Рис. 3. Распределение компоненты ρ объемной плотности силы F_ρ в плоскости $\theta=\pi/2$ при различных d

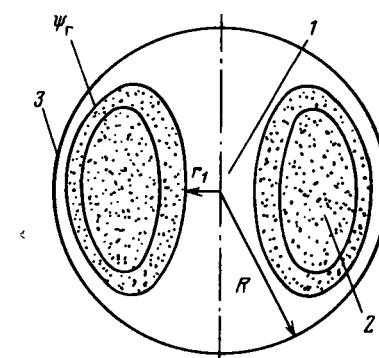


Рис. 4. Зависимости значения поля на границе B_r при различных d

токами экрана. В чисто бессиловой системе внешнее удерживающее поле было однородным, параллельным оси симметрии Oz . Для анализа потенциального поля токовых систем с $d \neq 0$ используем мультипольный подход, позволяющий провести сопоставление таких систем с бессиловой конфигурацией. Магнитное поле двух мультиполей n -го порядка, один из которых расположен в начале координат, а второй удален в бесконечность, описывается выражениями [6]:

$$B_r = -\frac{L_n(r^{n-1} + D_n r^{-(n+2)})}{\sin \theta} \frac{d}{d\theta} \left[\sin^2 \theta \frac{dP_n(\cos \theta)}{d(\cos \theta)} \right],$$

$$B_\theta = L_n[(n+1)r^{n-1} + D_n n r^{-(n+2)}] \sin \theta \frac{dP_n(\cos \theta)}{d(\cos \theta)},$$

где $P_n(\cdot)$ — полиномы Лежандра; L_n и D_n — постоянные.

Члены этих выражений, которые стремятся к нулю при $r \rightarrow \infty$, описывают поле токов, протекающих в области $r < R$. Члены, которые не стремятся к нулю при $r \rightarrow \infty$, описывают внешнее удерживающее поле. Потенциальное поле бессиловой сферической конфигурации описывается приведенными формулами при $n=1$. Условие равенства нулю нормальной компоненты поля на границе $r=R$ определяет постоянные D_n : $D_n = -R^{2n+1}$.

Рассчитанному распределению результирующей индукции магнитного поля на границе поставим в соответствие индукции мультиполей, причем желательно, чтобы количество источников при заданной точности было минимальным. Для решения этой задачи был использован метод наименьших квадратов [7]. Индукция магнитного поля на граничной поверхности аппроксимировалась суммой

$$B_r = \sum_{n=1,3} D'_n \sin \theta \frac{dP_n(\cos \theta)}{d(\cos \theta)},$$

где $D'_n = L_n R^{n-1}$.

Суммирование ведется по нечетным гармоникам, поскольку B_r симметрично относительно точки $\theta=\pi/2$.

Численный анализ показал, что B_r описывается с относительной погрешностью не более 3 % четырьмя гармониками, если радиус рабочей полости не превы-

шает 25 % радиуса экрана. Вклад, вносимый каждой из гармоник, зависит от d . В интервале $0 \leq d \leq 0,1$ основной является первая гармоника ($n=1$) с однородным удерживающим полем. При $d=0,1$ значение

$$D'_1 / \sum_{i=1,3}^7 |D'_i| = 0,75. \text{ С увеличением } d \text{ возрастает роль}$$

гармоники $n=3$. При $d=0,2$ значение D'_3 составляет

$$60 \% D'_1, \text{ при этом } \sum_{i=1}^3 |D'_i| / \sum_{i=1}^7 |D'_i| = 0,93 \quad (i \neq 2, 4, 6).$$

Внешнее удерживающее поле такой системы кроме однородной составляющей имеет гексупольную компоненту. В конфигурации с $d=0,25$ основными являются

первая, третья и пятая гармоники: $\sum_{i=1}^5 |D'_i| / \sum_{i=1}^7 |D'_i| = 0,96$, причем $|D'_3| / |D'_1| = 0,957$, $|D'_5| / |D'_1| = 0,314$. Таким образом, с увеличением радиуса рабочей области структуры удерживающего поля усложняется. Кроме однородной компоненты, появляются нечетные гармоники более высокого порядка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / П. Н. Дашук, С. Л. Зайец, В. С. Комельков и др. Под ред. В. С. Комелькова.— М.: Атомиздат, 1970.
2. Furth H. P., Levine M. A., Waniek R. W. Production and use of high transient magnetic field, p. II.— The Review of Scientific Instruments, 1957, vol. 28, № 11.
3. Карасик В. Р. Физика и техника сильных магнитных полей.— М.: Наука, 1964.
4. Демиденко С. К., Замидра А. И. Сравнительный анализ сферической и цилиндрической бессиловых токовых конфигураций. Электромагнитные поля в энергетических и технологических установках: Сб. научн. трудов, Киев: Ин-т проблем энергосбережения АН УССР, ИЭД АН УССР, 1988.
5. Замидра А. И., Трохименко А. И. О расчете осесимметричного магнитного поля в системах со сферическим экраном.— Техническая электродинамика, 1989, № 4.
6. Демиденко С. К., Замидра А. И. Эквивалентирование магнитных мультиполей системами колцевых токов.— Электричество, 1989, № 5.
7. Лоусон Ч., Хентон Р. Численное решение задач методом наименьших квадратов.— М.: Наука, 1986.

[30.10.89]

Дискуссии

УДК 621.311.13.001.6

О номинальных и наибольших рабочих напряжениях электрических сетей

(Статья Лоханина А. К., Шеренциса А. Н., «Электричество», 1988, № 10)

АСТАХОВ Ю. Н., ЧЕРЕМИСИН Н. М.

Обсуждение вопроса о соотношении номинальных и наибольших рабочих напряжений электрических сетей имеет большое значение для нашей страны в связи с существенным различием допустимых повышений рабочего напряжения сверх номинального в сетях разных классов напряжения (15 % в сетях до 220 кВ включительно, 10 % для сети 330 кВ и 5 % для сетей 500 кВ и выше). Такое различие в свое время не было достаточно обосновано экономически. В настоящее время эта работа может быть проведена более тщательно, однако авторы ограничились лишь ссылками на неопределенность понятия «номинальное напряжение» и на этом основании предложили отказаться от его нормирования вообще. Лишь при обсуждении совершенно другого вопроса авторы приводят аргументацию в пользу различия наибольшего рабочего и номинального напряжений: «Разница между номинальным напряжением автотрансформаторов и трансформаторов объясняется тем, что рабочее напряжение на приемных подстанциях... всегда ниже». Вместо того, чтобы этот тезис подробно обсудить в разделе статьи, посвященном рассмотрению номинальных напряжений, авторы по существу уклоняются от него.

В итоге вопрос о номинальных напряжениях оказывается открытым, а предложение об отказе от его нормирования — необоснованным. В статье не раскрывается и не предлагается своя концепция по определению номинальных напряжений, а упор делается на вторую часть заголовка статьи. Иными словами, речь идет о возможностях отклонения напряжения от номинального значения в пределах допустимых рабочих значений. При этом авторы абсолютно не рассматривают вопросы о целесообразности применения параметрического ряда (шкалы) стандартных напряжений, а исходят в основном из характеристик изоляции применяемого электрооборудования и согласования этих характеристик со стандартным напряжением 500 кВ.

На наш взгляд, говорить о номинальном напряжении ЛЭП в настоящее время следует с позиций системного подхода к решению поставленной задачи. В дальнейшем покажем, что номинальное напряжение можно рассматривать как результат технико-экономического анализа модели ЛЭП. При этом технико-экономические модели нужно рассматривать в условиях неполноты исходной информации, а полученные данные использовать при формировании критериев параметрического ряда.

В [1] была предложена методика построения экономически целесообразной шкалы сечений проводов, удовлетворяющая основному критерию унификации ЛЭП — минимуму приведенных затрат с учетом эконо-

мических и технических ограничений. Предложенная методика в полной мере отражает общие принципы стандартизации, отвечает заданному (выбранному) критерию оптимальности, учитывает погрешность исходной информации.

В данном отклике на базе критериального метода [2] и методики выбора экономически целесообразной шкалы сечений проводов, являющейся одной из предпосылок унификации ЛЭП, предлагается обоснование шкалы напряжений ВЛ. В основу построения легло утверждение, что существует аналитическая связь между затратами на сооружение ЛЭП, с одной стороны, и сечением провода и напряжением электропередачи, с другой. Кроме того, формирование критериев основано на анализе устойчивости решения нелинейной модели, описывающей функции приведенных затрат. При построении шкалы напряжений предполагаем, что шкала сечений проводников нам известна, и ее построение опирается на предшествующие разработки, описанные в [2—5].

Анализ шкалы сечений проводов и шкалы номинальных напряжений. В настоящее время в СССР действует ГОСТ 1956-70, устанавливающий ряд сечений проводов и жил кабелей и приведенный в табл. 1 вместе с коэффициентом нарастания K_{nF} шкалы.

Шкала номинальных напряжений ЛЭП с течением времени претерпевает изменения, связанные с ростом пропускной способности линий, с разработкой новых

Таблица 1

$F, \text{мм}^2$	K_{nF}						
0,03	1,67	0,75	1,33	16	1,56	150	1,23
0,05	1,68	1,00	1,50	25	1,40	185	1,30
0,08	1,50	1,50	1,67	35	1,43	240	1,25
0,12	1,67	2,50	1,60	50	1,40	300	1,33
0,20	1,75	4,00	1,50	70	1,36	400	1,25
0,35	1,43	6,00	1,67	95	1,26	500	1,25
0,50	1,50	10,0	1,60	120	1,25	625	

Таблица 2

U, kV	K_{nU}						
3	2,00	20	1,75	150	1,47	500	1,5
6	1,66	35	3,14	220	1,50	750	
10	2,00	110	1,36	330	1,51		

конструкций фундаментов, опор и проводов. Характерно отметить, что в свое время по вопросу согласования и изменения ГОСТ 721-41 развернулась широкая дискуссия на страницах журнала «Электричество», в которой обсуждалась экономически целесообразная шкала напряжений в диапазоне 10—220 кВ [6—8]. Многие авторы в дискуссии были склонны ввести в новый ГОСТ дополнительные напряжения 20 и 60 кВ. В настоящее время действует ГОСТ 721-77 для номинальных напряжений трехфазного тока частотой 50 Гц (см. табл. 2, где $K_{nU_i} = U_{i+1}/U_i$ — коэффициент нарастания шкалы).

Как показал анализ литературы, вопрос о построении шкалы напряжений предполагал наличие только технических критериев построения, которые в должной мере обеспечивали пропускную способность ЛЭП. Например, в [9] было предложено построить шкалу напряжений из условия, что соответствующая этой шкале напряжений шкала натуральной мощности ЛЭП составляла бы геометрическую прогрессию со знаменателем 2. Другие авторы предлагали изменять шкалу напряжений с учетом эффективности использования существующего электротехнического оборудования [8]. В [7] дается экономическое обоснование введения напряжения 20 кВ для нужд распределительных сетей сельскохозяйственного назначения. Из сказанного следует, что вопрос построения экономически целесообразной шкалы напряжений достаточно труден, так как невозможно полностью удовлетворить всем тем ограничениям, которые возникают в процессе решения. В данном случае нами, как и при построении шкалы сечений проводов, основным критерием построения выбран критерий экономической обоснованности при прочих технических ограничениях.

Технико-экономические модели линии электропередачи. Формирование моделей ЛЭП зависит от многих факторов и системы ограничений. При этом должны быть зафиксированы внешние и внутренние связи объекта с учетом этих ограничений. Например, если рассматривать задачу с точки зрения построения параметрического ряда сечений проводов, то можно ограничиться только моделью приведенных затрат в ВЛ, считая, что влияние сечения на технико-экономические показатели подстанций и соседних ЛЭП незначительно [3—5]. При этом, если использовать для анализа таких моделей критериальный метод, то мы «избавимся» от ограничений, связанных с системой ценообразования, которые определяются стоимостью потерь электроэнергии, характеристикой используемого проводникового материала и т. д.

Таким образом, если в качестве переменной использовать только сечение F' , то в первом приближении модель будет иметь вид

$$3 = A_1 F'^b = A_2 F'^{-1}, \quad (1)$$

где F' — сечение провода, действительная переменная; A_1, A_2 — обобщенные постоянные; b — среднее значение показателя степени, полученное при аппроксимации капитальных затрат на сооружение ЛЭП различных классов напряжений, районов гололедности и типа опор [4].

На основании проведенных расчетов было выявлено, что среднее значение коэффициента b для обобщенной технико-экономической модели ЛЭП равно 0,25. Анализ (1) критериальным методом показал, что доля участия каждой составляющей в экономически целесообразном варианте составляет соответственно 80 и 20%.

Анализ экономико-математических моделей ЛЭП при выборе напряжения или обосновании параметрического ряда напряжения можно проводить например, с помощью выражения в [5]. Упрощенная модель, включающая описание только ВЛ без ее конечных устройств, может быть записана в виде выражения для приведенных затрат

$$3 = (A_l + B_l U^2 + C_l F) p_l l + [p_m^2 \rho l (\tau + K_r \cdot 8760) \beta] / U^2 \times F \cos^2 \varphi, \quad (2)$$

где p_m , τ , $\cos \varphi$, l — характеристики приемной системы и ее расстояние от источника; A_l , B_l , C_l , p_l , ρ , β — экономические характеристики системы, определяющие ее связь с другими отраслями производства; U , F — действительные переменные.

Запишем модель (2) с учетом обобщающих коэффициентов; тогда

$$3 = A_0 + A_1 F + A_2 U^2 + A_3 U^{-2} F^{-1}. \quad (3)$$

Рассмотрим более полную модель с учетом конечных устройств. Как видно из [5], структура модели абсолютно не изменилась и является аналогичной модели (3). Изменилось только содержание обобщенных показателей. Действительно, например, для линий до 110 кВ включительно не вошли показатели потерь на корону, то есть $K_r = 0$. Для линий более высокого класса напряжения среднегодовые потери мощности на корону в долях от нагрузочных потерь должны присутствовать: $K_r \neq 0$. Таким образом, для дальнейших рассуждений используем модель (3), как достаточно адекватную в условиях принятых ограничений.

В моделях подобного класса, содержащих постоянную составляющую A_0 , не может эффективно использоваться критериальный метод. В связи с этим предлагается технико-экономическая модель, которая не содержит постоянной составляющей и имеет две переменные: сечение провода F и напряжение U [3, 4]:

$$3 = A_1 F^a + A_2 U^2 + A_3 U^{-2} F^{-1}. \quad (4)$$

Структура модели (4), как видно из литературы и предыдущих рассуждений, достаточно устойчива. Недостатком таких моделей при анализе является неопределенность исходной информации, заложенная в обобщающих константах A_i . В дальнейшем, используя критериальный метод, будем исследовать модель (4).

Доли участия каждой составляющей этой модели в минимуме затрат (критерии экономического подобия) в соответствии с [4] будут следующими:

$$\pi_1 = \frac{1}{3\alpha + 1}; \quad \pi_2 = \frac{2\alpha}{3\alpha + 1}; \quad \pi_3 = \frac{\alpha}{3\alpha + 1}.$$

Так как вторая составляющая модели (1) и третья составляющая модели (4) по сути представляют одни и те же эксплуатационные отчисления, то в экономически целесообразном варианте доля участия каждой составляющей одна и та же. Следовательно,

$$\pi_3 = \frac{\alpha}{3\alpha + 1} = 1/5. \quad (5)$$

Для удовлетворения (5) необходимо, чтобы $\alpha = 1/2$. При этом соответственно $\pi_1 = 2/5$; $\pi_2 = 2/5$.

В соответствии с [2] оптимальные значения переменных и минимальные значения функции затрат (4)

имеют вид

$$\begin{aligned} Z_0 &= (\pi_1/A_1)^{-2/5} (\pi_2/A_2)^{-2/5} (\pi_3/A_3)^{-1/5}; \\ F_0 &= (\pi_1/A_1)^{6/5} (\pi_2/A_2)^{-4/5} (\pi_3/A_3)^{-2/5}. \\ U_0 &= (\pi_1/A_1)^{-2/5} (\pi_2/A_2)^{-3/5} (\pi_3/A_3)^{-1/5}. \end{aligned} \quad (6)$$

Выразим (6) в функции относительного значения передаваемой мощности P по ЛЭП. При этом считаем, что

базисное значение обобщенных констант A_{i0} совпадает с действительным значением A_i в экономически целесообразном варианте. Тогда

$$A_1 = A_2 = A_3' = 1, \quad (7)$$

где $A_3' = A_3 P^2$.

Таким образом, критериальная зависимость экономически целесообразных параметров и функции затрат имеют вид

$$Z = P^{0.4}; \quad (8)$$

$$F = P^{0.8}; \quad (9)$$

$$U = P^{0.4}. \quad (10)$$

Полученные выражения позволяют найти определенную связь между относительным изменением сечения провода, напряжением и затратами.

Легко видеть, что

$$U = Z; \quad (11)$$

$$F = Z^2; \quad (12)$$

$$U = F^{1/2}. \quad (13)$$

Из (13) видно, что при известном коэффициенте нарастания шкалы сечений проводов ЛЭП возможно получить коэффициент нарастания шкалы напряжений, так как под коэффициентом нарастания предполагаем относительное изменение интересующего нас параметра. Причем, коэффициент нарастания шкалы сечений и напряжений не учитывает того, что одной ступени напряжения должно соответствовать несколько (в лучшем случае это оптимальное число) номинальных сечений. В противном случае шкала напряжений будет очень дробной, и каждому новому сечению будет соответствовать свое напряжение.

Построение шкалы напряжений с учетом числа ступеней шкалы сечений проводов. Полученная в предшествующем параграфе связь относительного изменения напряжения в функции относительного изменения сечения провода при выбранных допущениях позволяет построить не только шкалу сечений проводов, но и шкалу напряжений. При этом необходимо помнить, что в выражении (13) сечение F является независимой переменной, а величина напряжения U — функцией от F . Предположим, что значения F изменяются не произвольно, а в соответствии с теми значениями сечения провода, которые гарантируют шкалу сечений проводов. Для этого необходимо, найти связь между относительным значением сечения F , полученным на основании реализации критериальным методом модели (4), и относительным значением сечения F' , полученным в результате анализа модели (1). В общем случае относительное

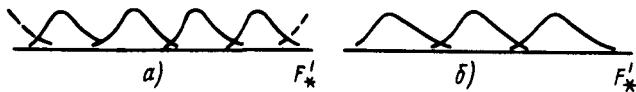


Рис. 1. Изменение коэффициента нарастания шкалы сечений при различной погрешности исходной информации, соответствующей одной ступени напряжения

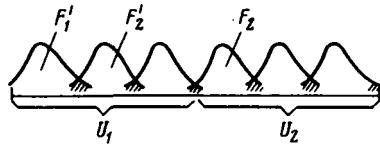


Рис. 2. Изменение распределений относительного значения сечения проводов, соответствующего различным ступеням по напряжению

ное значение сечения предполагает отношение последующего сечения к предыдущему: $F = F_2/F_1$. Для сечения F таким отношением будет отношение сечения F_2 , принадлежащего ступени напряжения U_2 , к сечению F_1 , принадлежащему напряжению U_1 . Для сечения F' отношение $F' = F_2'/F_1'$ предполагает их принадлежность к одной ступени напряжения U_1 и представляет собой коэффициент нарастания шкалы сечений проводов (рис. 1). Связь между F и F' возможно осуществить через число ступеней сечений проводов, принадлежащих одной ступени напряжения

$$F = (F')^n, \quad (14)$$

где n — число ступеней шкалы сечений проводов.

При этом известно, что значения F' в экономически целесообразном варианте зависят в определенной степени от погрешности исходной информации. Проведенные расчеты показали, что при абсолютно достоверной информации значение относительного изменения сечения F' должно быть равно не менее 1,22, что практически не реализуемо. При погрешности исходной информации $\epsilon = 5\%$ $F' = 1,66$, при погрешности 8% $F' = 2,05$ и т. д.:

K_{HF}	0	± 1	± 2	± 3	± 4	± 5	± 6	± 7	± 8	± 9	± 10
	1,00	1,14	1,28	1,45	1,56	1,66	1,77	1,89	2,05	2,2	2,6

Изменение сечения F' лежит в определенном диапазоне, границы которого определяются максимально и минимально возможными эксплуатационными характеристиками. В зависимости от погрешности исходной информации изменяется не только коэффициент нарастания шкалы сечений проводов $K_{HF} = F'$, но и число ступеней данной шкалы, уменьшающееся в границах возможного диапазона изменения сечения F' (рис. 2). При этом чем больше погрешность информации, тем меньше число ступеней укладывается в заданном диапазоне. Например, если принять $K_{HF} = F' = 1,66$, то число ступеней в шкале будет 4—5. Если принять коэффициент нарастания шкалы сечений проводов

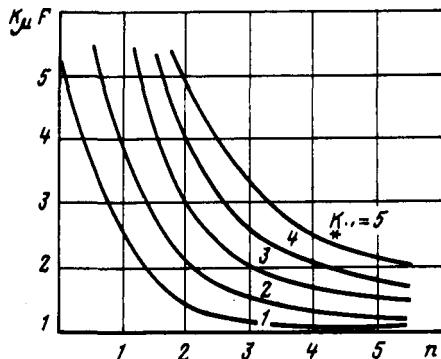


Рис. 3. Изменение коэффициента нарастания шкалы сечений проводов при изменении числа ступеней и коэффициента нарастания шкалы напряжений

$F_{*HF} = F' = K_{HF} = 2$, то число ступеней в шкале будет не более трех.

Таким образом, для построения шкалы напряжений будем исходить из того, что одной ступени напряжения соответствует определенное (оптимальное для заданной погрешности) число ступеней шкалы сечений проводов. В связи с этим воспользуемся выражениями (13), (14) и запишем

$$U_{*} = F^{1/2} = (F')^{n/2}, \quad (15)$$

где U_{*} — относительное изменение напряжения; F' — относительное изменение сечения (коэффициент нарастания шкалы сечений проводов при определенной погрешности исходной информации); n — оптимальное число ступеней в шкале сечений проводов, зависящее от погрешности исходной информации.

Например, если предположить, что погрешность исходной информации $\delta = \pm(8 \div 10\%)$, то из вышеприведенных данных видно, что коэффициент нарастания шкалы сечений проводов $K_{HF} = F' = 2 \div 2,6$. Предположим, что оптимальное число ступеней в этом случае не более 3 ($n \leq 3$). Тогда

$$K_{HU} = U_{*} = F'^{3/2} \approx 3 \div 4. \quad (16)$$

Полученное выражение возможно реализовать применительно к существующей шкале стандартных напряжений. При этом шкала напряжений выше 1000 В выглядела бы следующим образом: 3, 10, 35, 110, 330, 1150 кВ. Зависимость коэффициента нарастания шкалы напряжений от числа ступеней сечений проводов при заданной погрешности исходной информации показана на рис. 3.

Возможна и обратная задача. Тогда согласно (15) задачу можно сформулировать следующим образом

$$F' = U_{*}^{2/n}. \quad (17)$$

Если известна шкала напряжений, а следовательно — коэффициент нарастания шкалы $K_{HU} = U_{*}$, то при определенных условиях можно построить шкалу сечений проводов. В такой постановке задача (17) является обратной задаче (15). В связи с этим возможно определение коэффициентов нарастания шкалы сечений при заданной величине коэффициента нарастания шка-

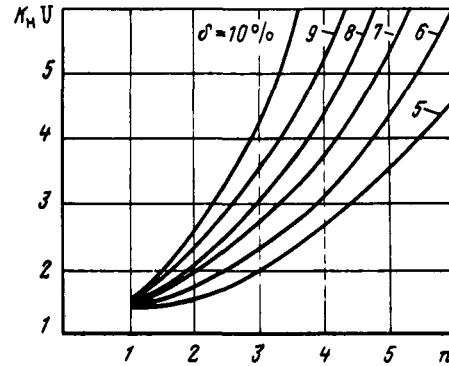


Рис. 4. Изменение коэффициента нарастания шкалы напряжений при изменении числа ступеней и при различной погрешности исходной информации

лы напряжения. Такая зависимость отражена на рис. 4.

На сегодняшний день анализ шкалы напряжения показал, что коэффициент нарастания шкалы напряжений не одинаков на всем протяжении стандартных значений. В первой его части (3, 10, 35, 110 кВ) он близок к 3, а вторая часть шкалы напряжений имеет вид: 220, 330, 500, 750, 1150 кВ, т. е. $K_{HU} = 1,5$. Практика инженерных расчетов показала, что погрешность исходной информации составляет не менее 10 %, что, естественно, накладывает ограничение на F' , которое должно быть не менее 2,6 (см. выше). При $K_{HU} = 3$ $n = 2 \div 3$, а при $K_{HU} = 1,5$ мы должны свести к минимальному количеству числу ступеней проводов, $n \rightarrow 1$. Такая тенденция является характерной для унификации ВЛ, когда практически сокращают число типоразмеров применяемого оборудования.

Выводы. 1. Полученная функциональная зависимость коэффициентов нарастания шкалы сечений проводов, шкалы напряжений и числа ступеней в шкале позволяет построить шкалу напряжений, удовлетворяющую критериям и ограничениям унифицированных ЛЭП.

2. При построении шкалы напряжений необходимо учитывать погрешность исходной информации как один из ограничительных факторов построения.

3. Решение прямой и обратной задачи позволяет количественно оценить пределы и степень ограничений при построении унифицированных ЛЭП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Унификация воздушных линий электропередачи / И. А. Будзко, В. А. Веников, А. М. Некрасов и др.— Электричество, 1984, № 2.
2. Критериальный анализ технико-экономических задач энергетики / Ю. Н. Астахов, И. Г. Гордиевский, Д. Д. Каравес и др.— В кн.: Кибернетику на службу коммунизму, т. 7. М.: Энергия, 1973.
3. Астахов Ю. Н., Черемисин Н. М. Об оценке наиболее целесообразных решений технико-экономических задач электроснабжения.— Изв. вузов. Энергетика, 1982, № 7.
4. Астахов Ю. Н., Черемисин Н. М., Зубко В. М. К вопросу однозначности решения неканонических технико-экономических моделей.— Труды / МИИСП, 1976, т. XII.
5. Шнель Р. В., Воропаев П. В., Картавцев В. В. Выбор основных параметров высоковольтных электропередач.— Воронеж: Изд. Воронежского университета, 1984.

Библиография

УДК 621.372.061

Кирхгоф Г. Избранные труды.— М.: Наука, 1988, 428 с.

Рецензируемая книга [1] является очередной в серии «Классики науки» издательства «Наука», что накладывает особую ответственность на каждое суждение, высказанное по поводу ее содержания. В сборник научных трудов включены переводы 28 работ, из которых 12 представляют интерес для читателей журнала. Статьи по теории электричества сгруппированы в два раздела: работы по электростатике (4 статьи); работы по электрическому току в проводящих средах (8 статей).

Общее впечатление от книги хорошее. Переводы работ Г. Кирхгофа выполнены на высоком профессиональном уровне. Труд переводчиков следует отметить особо потому, что язык оригинала достаточно сильно отличается от современного немецкого языка. Кроме того, отличается от современной и культура научного текста, что, без сомнения, затрудняет точную передачу на русский язык мыслей автора.

Представляют интерес не только основные разделы книги. Например, в разделе «Дополнения» приводятся тексты представлений Г. Кирхгофа в члены (корреспонденты) различных академий, благодаря чему мы узнаем оценку научной деятельности ученого, данную ему выдающимися современниками. В разделе «Приложения» дана биография Г. Кирхгофа, составленная редактором сборника (Л. С. Полак). Наконец, материал статей снабжен обстоятельный научным комментарием, обширной библиографией и указателем имен.

Совершенно естественно, что содержание классических научных трудов переосмысливается последующими поколениями ученых. Это абсолютно необходимо для прогресса науки. Скажем даже сильнее, классические работы всегда содержат материал для развития научной мысли, побуждают к переосмыслению того, что считалось раз и навсегда решенным. Нам кажется, что рецензируемая книга дает прекрасную возможность доказать справедливость высказанного постулата.

В пределах настоящей рецензии нет возможности разобрать содержание всех 12 работ по теории электричества. Вероятно, будет правильно, если мы ограничимся работами, положившими начало теории электрических цепей (в сборнике [1] обозначены № 14, 16, 17), а раздел электростатики опустим полностью. В оправдание можем заметить, что во времена Г. Кирхгофа теория электростатики уже была хорошо развита, а теории электрических цепей еще не существовало.

Уже в первой своей работе 1845 г. ([1], № 14, написанной в студенческие годы, Г. Кирхгоф, формулирует основные законы теории электрических цепей.

6. Залесский А. М. К проекту стандарта на номинальные напряжения стационарных электрических сетей.— Электричество, 1950, № 4.

7. К проекту стандарта на номинальные напряжения стационарных электрических сетей (дискуссии).— Электричество, № 5, 1950.

Примечательно, что вывод известных уравнений не был для автора самоцелью. В статье он изучал распределение потенциалов на проводящей поверхности круглой формы, а целью работы считал развитие принципов «протекания количества электричества», установленных Г. Омом. Вот почему основные законы теории электрических цепей были впервые сформулированы в примечании к статье.

В полном соответствии с сегодняшней научной традицией в примечание к статье № 14 Г. Кирхгоф выносит решение служебных задач. Дело в том, что при измерении сопротивлений по ходу эксперимента использовалась схема моста Уитстона. Принцип действия схемы был впервые опубликован в докладе Лондонскому королевскому обществу в 1843 г. и являлся новинкой. Г. Кирхгоф берется обосновать справедливость известного теперь соотношения между параметрами плеч моста. Желание провести формальное доказательство корректно заставляет автора точно сформулировать исходные уравнения.

Уравнение первого закона Г. Кирхгоф записывает без доказательства. Для него, как и для Г. Ома, электрический ток является потоком, а следовательно, баланс токов в узле рассматривается как очевидное равенство. Уравнение второго закона Г. Кирхгоф доказывает с помощью закона Ома для ветви.

Заметим, что в оригинале работы законы представлены как две части одного высказывания, названного в переводе теоремой. Существует многолетняя полемика по поводу названий. На наш взгляд, одна из вероятных причин спора состоит в том, что Г. Кирхгоф воспользовался очень емким немецким словом *der Satz*, основное значение которого — предложение, высказывание. Действительно, имеются примеры, когда это слово переводится и как теорема, и как закон, хотя для обозначения этих понятий в немецком языке имеются более точные слова: *das Theorem*, *das Gesetz*. В таких случаях при переводе следует отводить главную роль контексту.

Не мог Г. Кирхгоф назвать теоремой то, что не имеет исчерпывающего доказательства. Он полностью сознает несовершенство формулировки первого закона и через три года возвращается к доказательству этого равенства в работе № 17 ([1], с. 189). Кроме того, как отмечалось выше, сам автор законов не придавал им того значения, которое придается сегодня. В данном случае нам кажется, что самым точным переводом немецкого слова *der Satz* является русское слово «утверждение». Существует хорошее предложение проф.

8. К проекту стандарта на номинальные напряжения стационарных электрических сетей (дискуссии).— Электричество, 1950, № 6.

9. Горев А. А. К проекту стандарта на номинальные напряжения стационарных электрических сетей.— Электричество, 1950, № 10 научная библиотека

А. В. Нетушила для завершения спора о терминах [2]. Завершая комментарий к переводу работы № 14, хотелось бы сделать одно общее замечание. Конечно, хорошо, что переводчики оставляют в русском тексте оригинальную символику работ Г. Кирхгофа. Подобный прием позволяет воссоздать научную атмосферу тех лет, проследить историю обозначений электрических величин. Однако этот принцип должен распространяться на весь материал классической работы, в том числе и на ее название. В оригинале [3] уже из названия можно узнать, что статья написана студентом, а из подзаголовка — что студент является членом физического семинара Кёнигсберга. Думается, что этот факт многое объясняет в судьбе работы № 14, которую не считали нужным читать маститые современники. Даже Дж. Максвелл прочел ее тогда, когда научный авторитет Г. Кирхгофа был вне подозрений.

Статья сборника [1] под номером 16 вышла в свет в 1847 г. В этом же году Г. Кирхгоф получил первую ученую степень. Вероятно, по этой причине не возникало сомнений в квалификации труда как научной работы, а год публикации договорились считать датой рождения законов Кирхгофа. Однако даже по тексту этой статьи легко восстановить справедливость, так как автор во введении к статье № 16 ссылается на статью № 14. Ссылки тогда было принято делать только подстрочными и краткими, но в прошлом веке не составляло особого труда поднять соответствующий номер солидного журнала и узнать автора статьи, на которую ссылаются.

В статье № 16 формулировка законов Кирхгофа претерпела изменения: во-первых, законы представлены как два отдельных утверждения (в переводе — теоремы); во-вторых, изменена нумерация уравнений. Трудно согласиться с научным комментарием этого места перевода ([1], с. 409), который, собственно, ничего не объясняет. Обстоятельный и аккуратный Г. Кирхгоф не мог перепутать номера. Вероятнее всего другое: изменились его научные представления. Он начал рассматривать контур как простейшую электрическую цепь, поэтому уравнение баланса напряжений поместил на первое место. Узлы возникают в структуре более сложных цепей, поэтому уравнение баланса токов следует поместить на второе место, если руководствоваться признаком возрастающей сложности.

В статье № 16 имеется косвенное доказательство такого толкования. Основным содержанием статьи является обоснование первого в теории электрических цепей топологического метода расчета. Начинается расчет с того, что из графа электрической цепи удаляют $\mu - 1$ ветвей-связей. Оставшийся контур описывают соответствующим уравнением Кирхгофа и находят ток простейшей цепи. Далее, при поочередном возвращении ветвей-связей в граф электрической цепи выражение для тока корректируется. Если упрощение графа проводится без удаления ветвей (сопротивление ветви устремляется в бесконечность), то с помощью обратной процедуры можно восстановить исходное выражение для тока. Единственным условием этого является предположение, что точное решение существует в виде соотношения определителей, над слагаемыми которых проводились операции, связанные с раскрытием неопределенности по Лопиталю. Как видим, в решении, предложенном Г. Кирхгофом, движение от простого к сложному служит методологической основой метода.

Особого внимания, на наш взгляд, заслуживает с. 172 перевода, где приведена упорядоченная запись системы уравнений Кирхгофа, каждая строка которой содержит все токи ветвей. Чтобы установить такой порядок, автору понадобилось ввести некоторые коэффициенты a_{ij}^n , принимающие значения 1,0, — 1. Итак, Г. Кирхгоф вплотную подошел к понятию матриц инциденций, но не сделал последнего шага, так как не существовало понятия матрицы. Оно сформулировано Дж. Сильвестром в 1852 г.

Как и в работе № 14, в статье № 16 имеется примечание, в котором аналогично предыдущему также содержится хорошая мысль. В оригинале [4] примечание сопровождается иллюстрацией, которая по непонятным причинам опущена в переводе. Рисунок представляет собой фигуру, напоминающую дерево, однако из текста ясно, что пути в этом графе суть контура. Контур является простейшей цепью, следовательно, такое дерево наглядно представляет совокупность соединенных между собой контуров, т. е. сложную электрическую цепь.

Помещенная в сборнике [1] работа № 17 также интересна нам своим примечанием. Здесь в двух словах Г. Кирхгоф набрасывает путь доказательства справедливости первого закона ([1], с. 188). Суть предложения сводится к сравнению выражений для мощности ветви, составленных двумя способами: по формуле Джоуля и через потенциалы узлов ветви.

Реценziруемая книга [1] представляет читателям возможность познакомиться с авторскими формулировками основных законов электрических цепей. Можно убедиться, что они мало отличаются от современных даже в той части, где, опираясь на накопленный наукой опыт, можно было бы их уточнить.

Очевидно, работы Кирхгофа не устарели, так как вопросы, поднятые в них, продолжают волновать специалистов в области теории электрических цепей. Можно согласиться с мыслью, высказанной в научном комментарии к статье № 19 ([1], с. 411), что в основу расчетов Г. Кирхгоф положил формальные соотношения, «сознательно избегая каких-либо гипотез о природе электричества». Это направление оказалось плодотворным, привело к широкому использованию математического аппарата при решении задач теории, а также к использованию графа для представления электрической схемы. В этом и во многом другом мы имеем возможность убедиться благодаря тому, что многолетний труд переводчиков книги [1] завершен. Поблагодарим их за добросовестно выполненную работу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кирхгоф Г. Избранные труды.— М.: Наука, 1988. 428 с.
2. Нетушил А. В. Почему законы Кирхгофа стали правилами? — Электричество, 1987, № 11, с. 73—74.
3. Kirchhoff G. Ueber den Durchgang eines elektrischen Stromes durch eine Ebene, insbesondere durch eine kreisförmige; vom Studiosus Kirchhoff, Mitglied des physikalischen Seminars zu Königsberg.— Annalen der Physik und Chemie, 1845, Bd LXIV, N 4;
4. Kirchhoff G. Ueber die Auflösung der Gleichungen, auf welche man bei der Untersuchung der linearen Verteilung galvanischer Ströme geführt wird.— Annalen der Physik und Chemie, 1847, Bd LXXII, N 12.

ЕРОХОВ И. В.

УДК 621.311.004.18(049)

Координационное совещание по межвузовской целевой научно-технической программе «Экономия электроэнергии»

(Кишинев, 3—4 октября 1989 г.)

На очередном ежегодном совещании обсуждались актуальные проблемы повышения эффективности исследовательских работ по экономии электроэнергии, проводимых в 63-х вузах и трех филиалах вузов страны. Важный аспект обсуждавшихся проблем заключался в разработке принципов планирования совместных вузовских работ в условиях внедрения нового хозяйственного механизма на предприятиях. Совещание отметило необходимость проведения в новых условиях традиционных для вузов фундаментальных исследований, ориентированных на перспективу, и материального обеспечения таких исследований.

Со вступительным словом к участникам обратился ректор Кишиневского политехнического института, проф. В. С. Калмуцкий, отметивший большое значение научных работ в области экономии энергетических ресурсов и давший краткий анализ результатов исследований в этом направлении, полученных в институте.

Итоги выполнения межвузовской целевой научно-технической программы работ по решению проблемы «Разработка методов и средств экономии электроэнергии в электрических системах» (за период с октября 1988 г. по октябрь 1989 г.) приведены в докладе научного руководителя программы, проф. Московского энергетического института Ю. А. Фокина. Отмечен высокий уровень основных теоретических исследований, проводимых по программе и их широкое внедрение, позволившее получить значительный экономический эффект, превысивший 4,5 млн. руб. По результатам исследований в вузах страны в области экономии электроэнергии опубликовано более 560 научных трудов, получено 194 авторских свидетельства, защищено 6 докторских и 23 кандидатских диссертации. Некоторые темы научно-исследовательских работ успешно выполняются по программам международного сотрудничества. В докладе обоснована целесообразность продолжения научно-исследовательских работ по новой программе «Экономия электроэнергии», рассчитанной на десятилетнюю перспективу. В программе нашли отражение проводимые в стране преобразования в управлении народным хозяйством, направленные на экономическую самостоятельность предприятий. В ней также учтены особенности вузов, их высокий теоретический потенциал и слабая экспериментальная база, недостаточное оснащение вычислительной техникой и относительно небольшие штаты инженерного и младшего научного персонала. Проект составлен на основе опыта предыдущих исследований, сложившихся традиций, научных связей вузов-исполнителей и предложен участникам совещания для обсуждения.

В докладе отмечено в целом успешное выполнение программы исследований за отчетный период, позволившее получить следующие результаты:

внедрены системы оптимального управления режимами энергосистем и систем электроснабжения промышленных предприятий;

разработаны математические модели и программы учета потерь электроэнергии в электроэнергетических системах и системах электроснабжения промышленных предприятий;

получены новые методы определения опасных режимов и выбора управляющих воздействий для предотвращения нарушений статической устойчивости электроэнергетических систем на основе теории распознавания образов;

разработаны алгоритмы управления послеаварийными режимами сложных энергообъединений исходя из критериев надежности и экономичности, представляющие основу для единого математического обеспечения при решении задач оперативно-диспетчерского управления;

научно обоснована «глубокая унификация» параметров распределительных электрических сетей городов;

разработана теория надежности сложных электрических сетей с учетом динамики аварийных режимов;

разработана методика и программа оценки эффективности применения РПН и АРПН в замкнутых электрических сетях энергосистем для уменьшения потерь электроэнергии;

создано новое поколение подвижного состава городского электрического транспорта с безреостатным пуском и рекуперативным торможением;

разработаны новые методы прогнозирования электропотребления.

Проф. Уральского политехнического института Д. А. Арзамасцев в докладе «Разработка принципов автоматизированного управления системами электроэнергетики с целью снижения потерь электроэнергии, в том числе с использованием ЭВМ для управления электрическими сетями» сообщил, что для оптимизации потерь электроэнергии в электрических сетях разработан комплекс новых методов, реализованных в алгоритмах и промышленных программах для ЭВМ всех основных задач расчета потерь электроэнергии в электрических сетях. Рассмотрены статистические методы для первичной обработки данных о потерях электроэнергии и получены алгоритмы определения потерь с учетом статистической исходной информации. Предложен оригинальный метод оценивания состояния ненаблюдающейся части электрической сети на основе так называемого «неуменьшенного эквивалента» электрической сети. Разработан алгоритм оперативного расчета потерь при использовании телезамеров и контрольных замеров. По своей строгости, точности и удобству расчетов предложенный метод превосходит другие известные методы.

Исследования в области разработки методов, алгоритмов и промышленных программ расчетов на ЭВМ выполнены для широкого круга задач.

Для оперативного управления режимами ЭЭС разработан комплекс программ, целевое назначение которого — быстрая коррекция режима на основе текущей информации. Алгоритм использует матрицу чувствительности и не требует решения систем уравнений. Управляющие воздействия, как правило, вводятся в малом числе узлов. Программные модули работают в рамках промышленного комплекса КУРС-1000.

Проф. Белорусского политехнического института Г. Е. Поступов подвел итоги исследований по направлению «Синтез методов снижения потерь электроэнергии и повышения ее качества, включая разработку средств автоматики, в том числе для управления освещением бытовых помещений» и отметил, что получены новые методы и средства экономии электроэнергии и повышения ее качества в промышленных узлах нагрузки электроэнергетической системы. Разработана методика для оценки ущерба, вызванного изменением производительности механизмов при отклонении частоты и напряжения на зажимах асинхронных двигателей, а также методики оценки перегрузки силовых конденсаторов, трансформаторов и кабелей в условиях несинусоидального характера протекающих по ним токов с учетом потерь активной мощности.

Разработано устройство управления режимами электрооборудования при кратковременных нарушениях внешнего электроснабжения, а также ведутся исследования по созданию переключающего устройства с микропроцессорным управлением для симметрирования нагрузки и компенсации реактивной мощности тяговых подстанций. Созданы методика и на ее основе математическое обеспечение для формирования оптимального плана развития и реконструкции электрических сетей энергосистемы. Предложен единый подход к совершенствованию управления эксплуатацией распределительной электрической сети напряжением 0,38—10 кВ, заключающийся в системном анализе структуры технического обслуживания и ремонта.

Проф. Московского энергетического института В. И. Andres подвел итоги работ по проблеме «Исследование и разработка систем тягового привода и оборудования тяговых подстанций электрического и теплоэнергетического транспорта с повышенными энергетическими показателями». Он отметил значительную экономию электроэнергии на электрифицированном транспорте, полученную за счет внедрения более совершенных режимов рекуперативного торможения. Хорошие результаты достигнуты в области качества напряжения за счет микропроцессорного управления компенсацией реактивной мощности в системе тягового электропривода.

В докладе проф. Московского энергетического института А. А. Глазунова «Исследование и разработка методов повышения надежности, снижения капиталовложений в системах передачи и распределения электроэнергии» отмечен значительный эффект по экономии электроэнергии, полученный на основе комплексного подхода к решению проектных и эксплуатационных задач и с учетом обеспечения оптимальной надежности, позволяющей снизить ущерб от аварийного недоотпуска электроэнергии.

Доц. Московского энергетического института И. Г. Буре в докладе «Исследование и разработка

методов повышения надежности, снижение капиталовложений в системах электроснабжения и электротехнологии промышленных предприятий» сообщила об основных результатах теоретических и прикладных исследований, среди которых: полученные алгоритмы автоматического подключения агрегата к нескольким источникам питания с учетом приоритетов при использовании в системах электроснабжения генераторов с маховиковыми накопителями энергии, а также новая конструкция графитового анода со сниженными потерями электроэнергии в контакте.

В докладе с. н. с. Московского энергетического института В. В. Овчинникова «Разработка новых методов и технических решений передачи электрической энергии» сообщалось о полученных методиках, алгоритмах и программах оптимизации режимов работы электроэнергетических систем, содержащих различные регулирующие устройства; разработан также способ определения технико-экономических показателей сверхпроводящего кабеля. Создана программа выбора рациональной структуры воздушных линий при проектировании на базе унификации. Разработаны алгоритм и программа аэродинамической устойчивости фазы линии электропередачи произвольной конструкции, а также программа оптимизации режимов работы электрических систем, содержащих накопители электроэнергии.

С докладом о результатах инспектирования членами координационного Совета вузов-исполнителей программы «Экономия электроэнергии» с целью оказания методической и организационной помощи, обмена опытом проведения исследований и улучшения координации совместных работ выступил доц. Московского энергетического института Е. В. Путятин. Он отметил, что в большинстве вузов исследования проводятся на высоком теоретическом уровне и доводятся до практического внедрения со значительным подтвержденным экономическим эффектом. К научным работам широко привлекаются студенты. Проблема экономии электроэнергии находит отражение в учебном процессе в виде постановки специальных дисциплин или включения фрагментов в соответствующие курсы лекций, выпуска методической литературы, а также в курсовом и дипломном проектировании.

В выступлениях докладчиков отмечалось, что в ряде вузов наблюдается низкая исполнительская дисциплина: затягиваются сроки выполнения исследований и составления по ним отчетной документации. Из-за трудностей в финансировании, возникающих при заключении хозяйственных договоров с предприятиями, прекращены работы по ряду разделов программы, как правило, теоретического содержания. Это обстоятельство требует изыскания других централизованных источников финансирования.

В результате обсуждений координационное совещание выработало следующие рекомендации:

активизировать работу вузов по оценке экономической эффективности мероприятий, направленных на экономию электроэнергии;

координационному совету принять меры к увеличению объема госбюджетного финансирования для проведения вузами перспективных фундаментальных исследований;

координационному совету осуществить тематический сбор материалов по проблеме «Экономия электроэнергии» и их публикацию в центральных журналах; Вологодская областная универсальная научная библиотека

Иван Николаевич Богаенко

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет научно-педагогической и инженерной деятельности известного советского ученого в области электрических машин и автоматизированных систем управления технологическими процессами, доктора технических наук, профессора, заместителя генерального директора по научной работе Киевского НПО «Киевский институт автоматики» Ивана Николаевича Богаенко.

Трудовую деятельность И. Н. Богаенко начал после окончания Киевского политехнического института в 1954 г. на ленинградском заводе «Электросила» им. С. М. Кирова в электромашинной лаборатории. С сентября 1958 г. он работал во вновь созданном Киевском институте автоматики, где прошел путь от инженера до заместителя генерального директора по научной работе объединения. Одновременно он активно занимался педагогической деятельностью в ряде киевских вузов.

В 1966 г. без отрыва от производства И. Н. Богаенко защитил кандидатскую диссертацию, а в 1980 г.—докторскую, в которой отразил результаты многолетней плодотворной работы в области исследования температурных полей крупных электрических машин.

Проводя научные исследования и активно участвуя в учебном процессе, И. Н. Богаенко воспитал многочисленный отряд научных и инженерных работников, работающих в СССР и в других странах.

вузам выработать предложения по корректировке проекта программы «Экономия электроэнергии» на десятилетнюю перспективу;

координационному совету учесть несвоевременное представление вузами отчетной документации и результативность проведенных ими исследований при формировании новой Программы работ.

Наряду с подведением итогов и обобщением результатов комплексных исследований, обсуждением организационных вопросов на координационных совещаниях стали традиционными выступления ведущих специалистов с научными сообщениями по наиболее актуальным проблемам программы.

Были заслушаны научные сообщения доц. Кишиневского политехнического института И. П. Стратана «Эквивалентирование электроэнергетических систем для задач управления нормальными режимами» и доц.



Под руководством И. Н. Богаенко подготовили и защитили кандидатские диссертации более 20 аспирантов и соискателей.

Многогранная научная деятельность И. Н. Богаенко отражена в 250 статьях, авторских свидетельствах и монографиях, среди которых можно отметить «Контроль температуры электрических машин», «Процессорное управление листовыми прокатными станами», «Контроль и диагностика оборудования прокатного производства», «Температурная защита асинхронных электродвигателей». Научные труды И. Н. Богаенко получили признание среди инже-

неров и научных работников, студентов и аспирантов.

И. Н. Богаенко — член ряда научно-технических и ученых советов, в том числе специализированного совета по защите докторских диссертаций по электрическим машинам и теоретическим основам электротехники при Институте электродинамики АН УССР, председатель специализированного совета по защите кандидатских диссертаций в области автоматизации технологических процессов и производств, элементов и устройств вычислительной техники и систем управления в Киевском институте автоматики.

Большой вклад И. Н. Богаенко внес в становление и развитие Института автоматики, в создание и расширение масштабов деятельности его Черновицкого и Криворожского филиалов.

Член КПСС с 1959 г., И. Н. Богаенко принимает активное участие в общественной жизни объединения, награжден знаком ВЦСПС и ЦК ВЛКСМ «Наставник молодежи», является лектором общества «Знание». За плодотворную научную, производственную и общественную деятельность награжден орденами Ленина и Трудового Красного Знамени, медалями, почетными знаками, грамотами.

Поздравляя Ивана Николаевича со славным юбилеем, желаем ему здоровья и новых творческих достижений в его плодотворной научной и педагогической деятельности.

Группа товарищей и учеников

того же вуза И. А. Маковея «Информационная база и программный комплекс для оценки потерь в распределительных сетях 6—20 кВ», доц. Северо-Кавказского горно-металлургического института И. Е. Васильева «Методы анализа, расчета и прогнозирования потребления электроэнергии в горнорудной промышленности», доц. Львовского политехнического института А. В. Жураховского «Режимное эквивалентирование электрических сетей», проф. Мариупольского металлургического института И. В. Жежеленко «Качество электроэнергии и экономия материальных ресурсов» и доц. Кишиневского политехнического института В. Д. Ариона «Результаты исследований в области оптимизации параметров систем электроснабжения сельского хозяйства».

Веников В. А. , Тюханов Ю. М. Кибернетическое моделирование систем электроснабжения	2	Venikov V. A. , Tiukhanov U. M.— Cybernetical Modeling of Power Supply Systems	2
Хмельник С. И. Моделирование оптимального регулирования активной мощности энергосистем с помощью электрических цепей	8	Khmel'nik S. I. — Modelling Optimum Real Power Control of Power Systems Using Electric Circuits	8
Строеv В. А. , Унгер А. П., Шаров Ю. В. Пути повышения вычислительной эффективности расчетов переходных процессов сложных электроэнергетических систем	13	Stroyev V. A. , Unger A. P., Sharov U. V.— Ways for Increasing the Efficiency of Calculating Transients in Complex Power Systems	13
Аджиев А. Х. , Богаченко Е. М. Применение радиотехнических средств для оценки используемых в грозозащите параметров разрядов молний	18	Adzhiyev A. H. , Bogachenko E. M.— Application of Means From Radio Engineering for Evaluating the Parameters of Lightning Discharges in the Protection Against Lightning	18
Круликовски Ч. , Каминьска-Пранке А. Теоретическая модель дуги, стабилизированной потоком газа в плазмотроне переменного тока	23	Krulikovski C. , Kaminska-Pranke A.— A Theoretical Model of an Arc Stabilized By a Stream of Gas in an AC Plasmotron	23
Бут Д. А. Трансформаторно-вентильные преобразователи с индуктивными фильтрами для автономных электроэнергетических установок	31	But D. A. — Transformer/Electronic Converters With Inductive Filters for Self-Contained Electric Power Installations	31
Пономарев И. Г. Метод глубокого секционирования с резервированием в полупроводниковой преобразовательной технике	41	Ponomarev I. G. — A Method for Intensive Sectionalization With Back-Up in Solid-State Conversion Technology	41
Чванов В. А. Многомостовая вентильная цепь как элемент динамической системы	46	Chvanov V. A. — An Electronic Multi-Bridge Circuit as an Element of a Dynamic System	46
Покрывайло А. Д. Динамические характеристики высоковольтного преобразователя с прямоугольным промежуточным напряжением	52	Pokryval'io A. D. — The Dynamic Characteristics of a High-Voltage Converter Having an Intermediate Square-Wave Voltage	52
Борцов Ю. А. Разработка и перспективы широкого внедрения адаптивных электроприводов	56	Bortsov U. A. — The Development of Adaptive Electric Drives and Prospects for Their Widespread Use	56
Ожековский Т. , Родина Л. С. О регулировании реактивной мощности синхронных двигателей на промышленных предприятиях	61	Ozhekhevsky T. , Rodina L. S.— On Reactive Power Control of Synchronous Motors at Industrial Plants	61
Глинка Т. Электромагнитная связь обмоток якоря и возбуждения двигателей постоянного тока в переходных режимах	65	Glinka T. — Electromagnetic Coupling Between the Armature and Field Windings in DC Motors Under Transient Conditions	65
Хашимов А. А. , Петрушин А. Д. Оптимизация динамических режимов частотно-управляемого асинхронного электропривода с учетом тепловых процессов	68	Khashimov A. A. , Petrushin A. D.— Optimization of Dynamic Conditions in a Frequency-Controlled Asynchronous Electric Drive With Account Taken of Heating	68
Гольдин Л. С. , Фикс В. Ш., Рипула В. Н. Экспериментальное исследование осевых электромагнитных сил в асинхронном электродвигателе	72	Goldin L. S. , Feeks V. S., Ripula V. N.— An Experimental Study of Electromagnetic Axial Forces in an Induction Motor	72
Шерстюк А. Г. Поле рассеяния между полюсами осесимметричного индуктора	74	Sherst'uk A. G. — The Leakage Field Between the Poles of an Axially Symmetrical Inductor	74
Озеров Л. А. , Разнополов О. А., Штессель Ю. Б. Синтез управления импульсным стабилизатором с двухзвенным фильтром на основе скользящих режимов	77	Ozerov L. A. , Raznopolov O. A., Shtessel U. B.— Synthesis of Control With a Pulse Stabilizer Having a Two-Section Filter Based on Slip Operation	77
Захаров В. П. , Кислецов А. В., Кривопустов А. В., Мосолов А. Ю. Внутреннее поле экранированной двухпроводной линии	79	Zakharov V. P. , Kioletsov A. V., Krivopustov A. V., Mosolov A. Yu.— The Internal Field of a Two-Conductor Shielded Line	79
Золотов О. А. , Казанцев В. П. Вариационный метод аналитической аппроксимации емкости плоского конденсатора с круговыми пластинами	81	Zolotov O. A. , Kazantsev V. P.— A Variational Method for an Analytical Approximation to the Capacitance of a Plane Condenser Having Round Plates	81
Демиденко С. К. , Замидра А. И., Трохименко А. И. Анализ электродинамических и энергетических характеристик моделей магнитных систем с квазибессилювым распределением тока	83	Demidenko S. K. , Zamidra A. I., Trokhimenko A. I.— Analysis of Electrodynamical and Energy Characteristics of Models for Magnetic Systems Having a Quasi-Bessel Current Distribution	83

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ершевич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларинов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Михайлова О. П., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Пищикова В. И., Розанов Ю. К., Семенов В. А., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Стров В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., 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, абонентский ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: Б. Д. Макаршин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская Корректор Л. С. Тимохова

Сдано в набор 18.05.90. Подписано в печать 27.06.90. Т-09812. Формат 84×108^{1/16}. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 12,27. Тираж 4932 экз. Заказ 961. Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат Государственного комитета СССР по печати
142300, г. Чехов Московской области