

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1977



издательство · ЭНЕРГИЯ

4

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

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

4
1977
АПРЕЛЬ

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

УДК 321.621.1.027.3.001.24

Экономически целесообразные параметры глубоких вводов высокого напряжения в городах¹

Кандидаты техн. наук ГЛАЗУНОВ А. А., МРЗЕЛ Ю. Л., инж. КРУГЛОВА Т. А.

Характерным для настоящего времени является рост городов во всех странах, а также развитие электрификации коммунально-бытового хозяйства и всех сфер производственной деятельности людей в городах. Такое развитие городов, городского хозяйства и производства на их территориях обуславливают значительные приrostы потребления электроэнергии. Индексы приростов потребления электроэнергии в городах СССР и многих других стран более высоки, чем в ряде сфер народного хозяйства; такая тенденция сохранится и в ближайшие 15—25 лет [Л. 1—2 и др.].

Развитие электропотребления в городах характеризуется ростом электрических нагрузок всех его объектов. В результате этого плотности нагрузок в ряде городов СССР достигли 10 МВт/км², в районах новых застроек приближаются к 20 МВт/км² и в перспективе могут достигнуть 40 МВт/км².

Рост нагрузок и электропотребления в городах требуют внимательного изучения и прогнозирования целесообразных путей развития систем электроснабжения городов.

Одной из основных и характерных особенностей современного и перспективного развития электроснабжения городов следует считать возрастающую роль линий и подстанций высших напряжений на территории городов (глубоких вводов высокого напряжения). Это связано как с экономической целесообразностью такого решения задач электроснабжения при плотностях нагрузок 10—15 МВт/км² и

более и значительных размерах городов, так и с необходимостью охраны экологической среды жизнедеятельности людей [Л. 3].

Для крупнейших городов характерно создание и развитие систем глубоких вводов в города, содержащих некоторое количество подстанций высших напряжений [Л. 4, 5, 10]. Вместе с тем для большого количества средних и крупных городов СССР и других стран актуальным является сооружение радиально-туниковых линий и подстанций глубоких вводов. Применение глубоких вводов высокого напряжения в города обусловило проведение ряда исследований их экономически целесообразного исполнения [Л. 4 и др.]. Интересные и полезные результаты, полученные в этих работах, не исключают необходимости продолжения исследований в данной области.

Статья посвящена изучению оптимальных параметров радиально-туниковых глубоких вводов высокого напряжения в города. При исследовании была поставлена задача оптимизации не только обычно изучаемых параметров: номинальных высшего и среднего напряжений U_b , U_c , сечений кабелей высшего и среднего напряжений f_b , f_c , мощности подстанции глубокого ввода S_{ll} , но и мало изученного параметра расположения подстанции глубокого ввода в районе электроснабжения. При этом учитывались схемные параметры распределительной электрической сети, получающей питание от подстанции глубокого ввода: число линий среднего напряжения рассматриваемой подстанции M_c и число трансформаторных подстанций (ТП) 6-20/0,38 кВ, подключенных к каждой распределительной линии (N_c).

¹ Статья написана по материалам исследований, выполненных авторами и А. С. Прейс на кафедре электрических систем МЭИ.

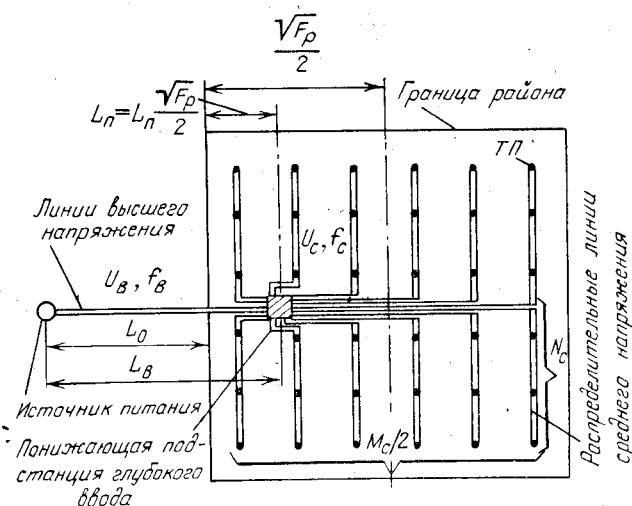


Рис. 1. Топологическая модель района города, схемы сети глубокого ввода высокого напряжения и распределительной сети среднего напряжения.

В задачу исследования входил также достаточно полный учет технико-экономических характеристик линий и подстанций электрических сетей среднего напряжения 6—20 кВ и широкого диапазона изменений плотности нагрузок (5—40 МВт/км²). Принимались во внимание возможность прокладки на территории города только кабельных линий и сооружение закрытых подстанций (включая установку трансформаторов) всех напряжений, экономическая неоправданность применения питающих линий и распределительных пунктов среднего напряжения при питании района от подстанции глубокого ввода. Исследование основывалось на идеализированной топологической модели района и схемы электроснабжения, изображенной на рис. 1 и подразумевающей равномерное размещение распределительных ТП 6-20/0,38 кВ на территории района (в связи с равномерной плотностью нагрузки)².

Основным технико-экономическим критерием являлись суммарные приведенные затраты:

$$\mathcal{Z}_{\Sigma} = \mathcal{Z}_{\text{л(в)}} + \mathcal{Z}_{\text{п(в)}} + \mathcal{Z}_{\text{л(с)}} + \mathcal{Z}_{\text{т.п}}, \quad (1)$$

где $\mathcal{Z}_{\text{л(в)}}$, $\mathcal{Z}_{\text{п(в)}}$, $\mathcal{Z}_{\text{л(с)}}$, $\mathcal{Z}_{\text{т.п}}$ — соответственно приведенные затраты на линии высшего напряжения, подстанцию глубокого ввода, линии сети среднего напряжения и ТП.

Отдельные составляющие затрат выражения (1) являются функциями оптимизируемых параметров, плотности нагрузки и технико-экономических характеристик отдельных элементов и частей системы электроснабжения и соотношений, вытекающих из рис. 1.

Требование комплексной оптимизации ряда параметров системы электроснабжения, недостаточная определенность некоторых исходных данных (например, стоимостных показателей перспективных типов электрооборудования) и необходимость

многократных вариаций исходных данных и анализируемых параметров усложнили оптимизационную задачу и применение для ее решения одного из специальных методов прикладной математики — метода критериального анализа [Л. 10], успешно применявшегося для решения подобных задач [Л. 6, 8 и др.].

Модели технико-экономических характеристик кабельных линий высшего напряжения и подстанций глубоких вводов (ПГВ) были достаточно подробно изучены и разработаны в [Л. 6]. С учетом этих материалов и местоположения ПГВ (рис. 1) можно записать уравнение приведенных затрат сети высшего напряжения как сумму затрат по кабельным линиям и ПГВ:

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}_{\text{в}} = \mathcal{Z}_{\text{л(в)}} + \mathcal{Z}_{\text{п(в)}} &= (A'_0 + A_u U_{\text{в}} + A_f f_{\text{в}})(L_0 + \\ &+ 0,5 \sqrt{F_p L_{\text{п}}} + \frac{S_{\text{п}}^2}{U_{\text{в}}^2} \frac{0,2135}{n_{\text{кв}}} \tau c_0 (L_0 + \\ &+ 0,5 \sqrt{F_p L_{\text{п}}}) 10^6 + B_0 + B_u U_{\text{в}} + B_s S_{\text{п}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где L_0 — расстояние от источника питания по рис. 1, км; A'_0 , A_u , A_f , B_0 , B_u , B_s — коэффициенты, отражающие стоимостные и технические характеристики соответственно кабельных линий и подстанции высшего напряжения (см. приложение); $n_{\text{кв}}$ — число кабелей в линии высшего напряжения.

Приведенные затраты на распределительную кабельную сеть среднего напряжения рассматриваемой системы электроснабжения можно представить в виде

$$\mathcal{Z}_{\text{л(с)}} = (a_0 + a_u U_{\text{с}} + a_f f_{\text{с}}) M_{\text{с}} l_{\text{ср(с)}} + \Delta \mathcal{Z}_{\text{с}} c_0, \quad (3)$$

где a_0 — постоянная часть затрат, тыс. руб/год, км; a_u — коэффициент, определяющий зависящую от напряжения часть ежегодных затрат, тыс. руб/км, кВ; a_f — коэффициент, определяющий часть ежегодных затрат, зависящую от сечения токоведущих жил кабелей, тыс. руб/км, мм², год; $\Delta \mathcal{Z}_{\text{с}}$ — потери электроэнергии в кабельных линиях среднего напряжения, кВт·ч/год; c_0 — удельная стоимость потерь электроэнергии, руб/(кВт·ч); коэффициенты $a_0 a_u$, a_f определялись по данным [Л. 11] (см. приложение); $M_{\text{с}}$ — число магистральных распределительных линий среднего напряжения, отходящих от ПГВ; $l_{\text{ср(с)}}$ — средняя длина одной магистрали распределительной сети. После ряда преобразований и упрощений получим:

$$l_{\text{ср(с)}} = \sqrt{F_p} 0,45 + (0,2 L_{\text{п}}^{-0,4} + 0,045) \sqrt{F_p}, \quad (4)$$

где $L_{\text{п}} = \frac{L_{\text{п}}}{\sqrt{F_p}}$ — относительная удаленность ПГВ от границы района по рис. 1, отн. ед.; F_p — площадь района, обслуживаемого ПГВ.

Потери электроэнергии в кабельных линиях среднего напряжения

$$\Delta \mathcal{Z}_{\text{с}} = \Delta P_{\text{с(1)}} M_{\text{с}} \tau, \quad (5)$$

где $\Delta P_{\text{с(1)}}$ — потери активной мощности в одной кабельной линии, кВт; τ — время максимальных потерь, ч/год.

Потери активной мощности в линиях среднего напряжения представлялись суммой двух слагаемых: первой — на головном участке линии до при соединения первой ТП и второй — на участке при

² Излагаемая методика комплексной оптимизации параметров рассматриваемой системы электроснабжения города принципиально применима для аналогичных анализов систем электроснабжения любого назначения, характеризующихся равномерным распределением нагрузки в рассматриваемом районе.

соединения ТП. Первая часть — переменная, зависящая от номера линии, вторая — одинакова для всех линий (рис. 1). После ряда преобразований эти потери электроэнергии представляются в виде

$$\Delta \mathcal{E}_c = M_c \tau \rho \frac{(k'_{0(c)})^2}{n_c} \frac{S_{T,p}^2}{U_{c,f_c}^2} 0,2 N_c^2 V F_p + M_c \tau \rho \frac{(k'_{0(c)})^2}{n_c} \times \\ \times \frac{S_{T,p}^2}{U_{c,f_c}^2} N_c^2 \left[0,25 \frac{V F_p}{V N_c} + V F_p (0,2 L_{*p}^{0,4} + 0,045) \right], \quad (6)$$

где ρ — удельное активное сопротивление токоведущих жил кабельной линии, Ом·мм²/км; N_c — число трансформаторных подстанций на одной магистрали среднего напряжения; $k'_{0(c)}$ — коэффициент одновременности максимумов нагрузки ТП; n_c — число кабелей в каждой кабельной линии СН; $S_{T,p}$ — номинальная мощность ТП, кВ·А.

Приведенные затраты на комплекс трансформаторных подстанций района

$$\mathcal{Z}_{T,p} = (b_0 + b_u U_c + b_s S_{T,p}) M_c N_c, \quad (7)$$

где b_0 , b_u , b_s — коэффициенты составляющих приведенных затрат на ТП соответственно постоянный и связанные с первичным напряжением и мощностью ТП по [Л. 11], см. приложение.

Так как в конечном итоге мы хотим оптимизировать мощность подстанции глубокого ввода, то целесообразно выразить мощность трансформаторной подстанции через мощность подстанции глубокого ввода:

$$S_{T,p} = \frac{S_n}{N_c M_c k'_{0(c)} \beta_{T,p}},$$

где $\beta_{T,p} = 0,85$ — коэффициент загрузки трансформаторов ПГВ.

В данной работе учитывались ограничения по допустимому нагреву кабелей среднего и высшего напряжений. После некоторых преобразований ограничение по нагреву кабелей среднего напряжения имеет вид:

$$\frac{I_{K(c)}}{I_{d(c)}} = C_{opr} S_n U_c^{-0,85} M_c^{-1} f_c^{-0,57} \leq 1, \quad (8)$$

где

$$C_{opr} = \frac{k'_{0(c)} 10^3}{k_{0(c)} \beta_{K(c)} k_f k_u};$$

$k_{0(c)}$ — средний коэффициент одновременности максимальных нагрузок трансформаторов, питающихся от ПГВ; $\beta_{K(c)}$ — коэффициент загрузки кабельной линии в нормальном режиме с учетом ее перегрузочной способности в послеаварийном режиме; k_f — коэффициент, определяющий зависимость допустимого тока от сечения кабельной линии; k_u — коэффициент, определяющий зависимость допустимого тока от номинального напряжения кабельной линии.

В [Л. 6] разработано ограничение по допустимой плотности тока для кабелей высшего напряжения

$$\frac{I_{K(b)}}{I_{d(b)}} = D_{opr} S_n U_b^{-1} f_b^{-0,585} \leq 1. \quad (9)$$

Значение коэффициента D_{opr} зависит от системы охлаждения кабеля и допустимой перегрузки.

С учетом моделей технико-экономических показателей отдельных подсистем рассматриваемой си-

стемы электроснабжения района и с учетом соотношения мощности подстанции глубокого ввода к площади обслуживаемого ею района F_p

$$F_p = \frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}, \quad (10)$$

где σ — плотность электрических нагрузок, МВт/км², суммарные приведенные затраты (1) записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}_z = & (A'_0 + A_u U_b + A_f f_b) (L_0 + 0,5 \sqrt{\frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}} L_n) + \\ & + \frac{S_{T,p}^2}{U_{c,f_c}^2} \frac{0,02135}{n_c} \tau c_0 (L_0 + 0,5 \sqrt{\frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}} L_n) 10^6 + \\ & + B_0 + B_u U_b + B_s S_n + (a_0 + a_u U_c + a_f f_c) M_c \times \\ & \times \sqrt{\frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}} (0,495 + 0,2 L_{*p}^{-0,4}) + M_c \tau c_0 \rho \frac{(k'_{0(c)})^2}{n_c} \times \\ & \times \frac{S_{T,p}^2}{U_{c,f_c}^2} 0,2 N_c \sqrt{\frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}} + M_c \tau c_0 \rho \frac{(k'_{0(c)})^2}{n_c} \frac{S_{T,p}^2}{U_{c,f_c}^2} N_c^2 \times \\ & \times \sqrt{\frac{S_n \cos \varphi}{\sigma k_{0(c)}}} \left(\frac{0,25}{N_c} + 0,2 L_{*p}^{-0,4} + 0,045 \right) + (b_0 + b_u U_c + \\ & + b_s S_{T,p}) M_c N_c. \end{aligned} \quad (11)$$

Так как предыдущие модели технико-экономических показателей относятся к району, получающему питание от одной подстанции глубокого ввода высокого напряжения, то, естественно, отсутствует конкурирующий эффект по мощности этой подстанции. Для получения необходимого конкурирующего эффекта затраты по (11) переводятся в форму удельных приведенных затрат [Л. 4, 10 и др.]:

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}_{ud} = & \frac{\mathcal{Z}_z}{S_n} = A_0 S_n^{-1} + A_1 L_n S_n^{-0,5} + A_2 U_b S_n^{-1} + \\ & + A_3 U_b L_n S_n^{-0,5} + A_4 f_b S_n^{-1} + A_5 f_b L_n S_n^{-0,5} + \\ & + A_6 S_n U_b^{-2} f_b^{-1} + A_7 S_n^{1,5} U_b^{-2} f_b^{-1} L_n + A_8 B_1 M_c S_n^{-0,5} + \\ & + B_2 M_c S_n^{-0,5} L_n^{-0,4} + B_3 M_c U_c S_n^{-0,5} + B_4 M_c U_c S_n^{-0,5} L_n^{-0,4} + \\ & + B_5 M_c f_c S_n^{-0,5} + B_6 M_c f_c S_n^{-0,5} L_n^{-0,4} + B_7 S_n^{1,5} U_c^{-2} f_c^{-1} M_c^{-1} + \\ & + B_8 S_n^{1,5} M_c^{-1} U_c^{-2} f_c^{-1} L_n^{-0,4} + B_9 S_n^{1,5} M_c^{-1} N_c^{-1} f_c^{-1} U_c^{-2} + \\ & + b_0 M_c N_c S_n^{-1} + b_u U_c M_c N_c S_n^{-1} + \frac{b_s}{k_0} 10^{-3}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $A_0, A_1, \dots, A_8, B_1, B_2, \dots, B_9$ — численные коэффициенты. Целевая функция (12) принципиально позволяет оптимизировать все параметры рассматриваемой системы электроснабжения.

Ввиду сложности целевой функции (12) ее критеральный анализ проводился в упрощенном виде при закреплении некоторых параметров. При удачном выборе упрощенных моделей имеется возможность провести полный анализ общей модели. В результате такого анализа были получены оптимальные значения основных параметров линии, подстанции и местоположения подстанции глубокого ввода в зависимости от плотности нагрузки. Основные из полученных зависимостей показаны на рис. 2, 3 и приведены в последующих выводах. Был также проведен анализ экономической устойчивости некоторых параметров при 5%-ном увеличении приведенных затрат сверх оптимальных.

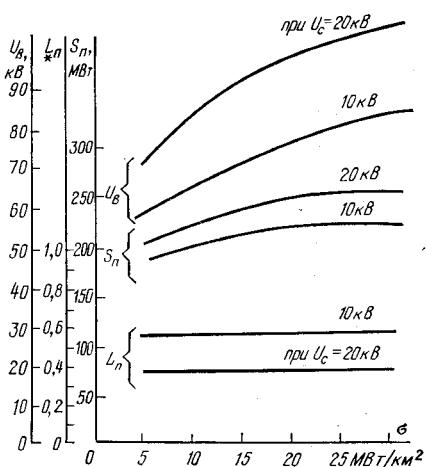


Рис. 2. Зависимости оптимальных значений номинального напряжения, мощности и расположения ПГВ высокого напряжения от плотности нагрузки по территории города и номинального напряжения сети среднего напряжения.

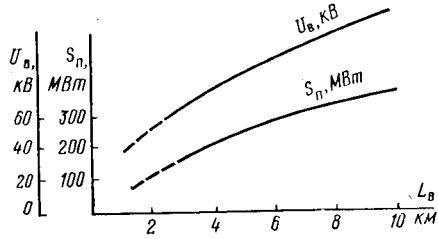


Рис. 3. Зависимость оптимальных значений мощности ПГВ и номинального напряжения сети высокого напряжения от расстояния подстанции до источника питания (при плотности нагрузки 10 МВт/км² и мощности трансформаторной подстанции $S_{t,n}=2 \times 400$ кВ·А).

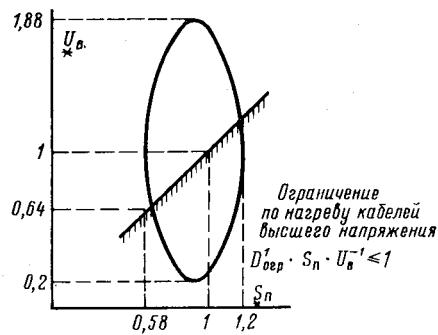


Рис. 4. Область экономической устойчивости параметров: мощности ПГВ и номинального напряжения сети высокого напряжения (в отн. ед. от оптимальных значений).

Пример исследования экономической устойчивости иллюстрируется на рис. 4, 5 при учете ограничений по нагреву кабельных линий высшего и среднего напряжения³.

Приложение. При выполнении оптимизационных расчетов принимались заданными следующие значения параметров сетей среднего напряжения кроме указанных в тексте: $f_c = 240$ мм², $S_{t,n} = 2 \times 630$ кВ·А по [Л. 14],

$$M_c = \frac{S_n}{S_{t,n} N_c k_0(c) \beta_{tr}}.$$

³ На рис. 4, 5 за 1 принятые оптимальные значения параметров.

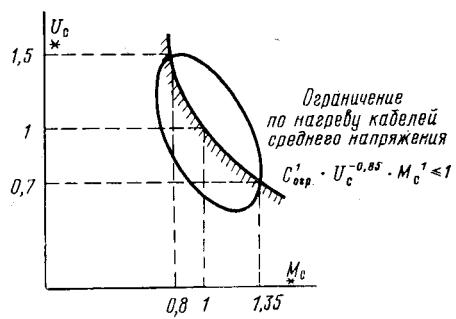


Рис. 5. Область экономической устойчивости параметров числа магистральных распределительных линий среднего напряжения, отходящих от ПГВ, и номинального напряжения сети среднего напряжения (в отн. ед. от оптимальных значений).

Ниже приведены значения коэффициентов уравнений (2), (3), (6), (7)–(9), полученные расчетами на основании [Л. 11 и 12]. Стоимости сетевых сооружений и кабельных линий 20 кВ принимались по перспективным показателям [Л. 13].

Коэффициенты	Размерность	Численные значения коэффициентов
a_0	тыс. руб/(км·год)	0,9100
a_u	тыс. руб/(км·год·кВ)	0,0300
a_f	тыс. руб/(км·мм ² ·год)	0,0047
b_0	тыс. руб/год	1,1600
b_u	тыс. руб/(кВ·год)	0,06600
b_s	тыс. руб/(кВ·А·год)	0,00192
c_0	руб/(кВт·ч)	1·10 ⁻²
τ	ч/год	1600
ρ	Ом·мм ² /км	31,5
$k_0(c)$	—	0,7
$k'_0(c)$	—	0,8
A'_0	тыс. руб/(км·год)	1,6500
A_u	тыс. руб/(км·кВ·год)	0,2440
A_f	тыс. руб/(км·мм ² ·год)	0,0132
$C_{\text{огр}}$	—	26,7
$D_{\text{огр}}$	—	24
B_0	тыс. руб/год	49,280
B_u	тыс. руб/(кВ·год)	0,239
B_s	тыс. руб/(МВ·А·год)	0,9333

Выводы. 1. При питании района города с плотностью нагрузки от 10 до 30 МВт/км² от одиночного радиально-тупикового глубокого ввода высшего напряжения экономически целесообразная мощность закрытой понижающей подстанции находится в области 200–250 МВ·А при напряжениях вторичной сети 10–20 кВ. В этом случае экономически целесообразно также применение напряжения 110 кВ и сечений жил кабелей (с принудительным охлаждением) 300–800 мм² — при вторичном напряжении 10 кВ и 600–1200 мм² — при 20 кВ.

2. Экономически оправдано определенное заглубление расположения подстанции глубокого ввода на территорию питаемого от нее района. При форме района по рис. 1 оптимально расположение подстанции на расстоянии около 30% длины стороны квадрата (от ближайшей к источнику питания границы района).

3. Существует зависимость оптимальной мощности ПГВ высшего напряжения от ее местоположения относительно центра нагрузок района. Приближение подстанции к центру нагрузок повышает на 45–65% оптимальную мощность подстанции

сравнительно с ее расположением на границе района.

4. Анализ экономической устойчивости приведенных затрат в зоне их 5%-ного увеличения позволяет заключить, что увеличение мощности ПГВ сверх оптимальной (не более 20%) возможно лишь при соответствующем увеличении номинального напряжения глубокого ввода. Вместе с тем при сохранении оптимального высшего напряжения допустимо значительное (до 60%) снижение мощности ПГВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Некрасов А. М. К оценке перспективных графиков электрической нагрузки и их покрытия. — «Электрические станции», 1969, № 11.

2. Энергетика в IX пятилетке и задачи на 1976 г. — «Электрические станции», 1976, № 1.

3. Тенденции развития глубоких вводов высокого напряжения в системах электроснабжения крупных городов. — «Труды МЭИ. Электрические системы и сети». М., 1972, вып. 133. Авт.: А. В. Быков, Т. А. Власова, А. А. Глазунов, В. А. Туфанов.

4. Козлов В. А. Электроснабжение городов. М., «Энергия», 1966.

5. Фурсов С. П. Глубокий ввод высокого напряжения. Кишинев, Изд. АН Молдавской ССР, 1970.

6. Оптимизация параметров схем глубоких вводов высокого напряжения в крупные города методами критериального

программирования. — «Труды МЭИ. Электрические системы и сети», 1972, вып. 133. Авт.: Ю. Н. Астахов, А. А. Глазунов, В. А. Туфанов и др.

7. Свидерский В. Ф. Оптимальная мощность городской подстанции глубокого ввода 110 кВ. — «Электрические станции», 1968, № 12.

8. Гордиевский И. Г., Дехнич И. Н. Оптимизация параметров городских систем электроснабжения критериальным методом. — «Электрические станции», 1975, № 7.

9. Шрейбер В. П., Фингер Л. М. Новый план развития электрических сетей Парижа. — «Электрохозяйство за рубежом», 1973, № 5.

10. Критериальный анализ технико-экономических задач в энергетике. — В кн.: Кибернетику — на службу коммунизму. Под ред. А. И. Берга и В. А. Веникова. М., «Энергия», 1973, т. 7. Авт.: Ю. Н. Астахов, И. Г. Гордиевский, Д. Д. Караваев и др.

11. Электротехнический справочник. Под ред. П. Г. Грудинского, Г. Н. Петрова, М. М. Соколова и др. М., «Энергия», 1972, т. 2, кн. 2.

12. Глазунов А. А., Фокин Ю. А. Определение активных расчетных нагрузок городских электрических сетей 6—20 кВ по статистическим графикам. — «Электрические станции», 1968, № 4.

13. Лордкапанидзе В. Д. Выбор напряжений в городских сетях с учетом динамики роста нагрузок. — «Электрические станции», 1971, № 3.

14. Лордкапанидзе В. Д. Технико-экономические показатели схем городских распределительных сетей в новых районах. — «Электрические станции», 1975, № 7.

[10.6.1976]

УДК 621.311:621.398.004.5

Контроль достоверности оперативной информации в автоматизированной системе диспетчерского управления электроэнергетической системой

Инж. КНЕЛЛЕР И. О., канд. техн. наук ОРАНСКИЙ А. Г.,
инженеры КОЛОМЫЙЧЕНКО А. В., ПОДОЛЬСКИЙ А. И.

Донбассэнерго

В условиях автоматизированной системы диспетчерского управления крупной электроэнергетической системой (ЭЭС) повышается роль достоверной передачи оперативной информации, поскольку последняя используется не только для качественной оценки режима, но и служит основой для выполнения соответствующих расчетов на ЦВМ и последующей оперативной коррекции режима по результатам счета.

С другой стороны, большой объем передаваемой информации, нехватка надежной аппаратуры и каналов передачи данных, привлечение значительного количества персонала для подготовки и передачи информации с предприятий в вычислительный центр энергосистемы приводят к появлению случайных ошибок, а также ошибок, которые могут быть и не случайными и обнаруживаются лишь рассмотрением всей совокупности данных в их взаимосвязи и взаимозависимости. Ошибки последнего вида будем называть семантическими в знак того, что на практике при ручном сборе и подготовке данных подобные ошибки обнаруживаются путем логического анализа и сопоставления данных на основе опыта предыдущих расчетов и интуиции инженера.

В связи с этим целесообразен программный контроль достоверности полученных данных на ЦВМ,

предшествующий проведению оперативных расчетов.

Программный контроль должен использовать результаты исследования статистических свойств параметров режима ЭЭС.

Контроль проводится в два этапа.

На первом этапе используются априорные данные о каждом параметре в отдельности без учета корреляционных связей между ними. Здесь исключаются наиболее грубые ошибки.

На втором этапе используются апостериорные данные в последовательности, наиболее удобной для обнаружения ошибок, и осуществляется уточненный контроль достоверности данных путем учета корреляционных зависимостей между параметрами режима.

Таким образом, оказывается возможным для целей исследования статистических свойств параметров использовать данные прошедших характерных периодов, содержащиеся в суточных ведомостях диспетчерских служб районных управлений ЭЭС. Анализ вероятностных свойств таких параметров режима как активная и реактивная генерация электростанций, нагрузки подстанций, активные и реактивные перетоки, мощности по межсистемным связям и основным линиям системы Донбассэнерго по суточным ведомостям позволил выявить следую-

щие закономерности и правила обработки статистического материала (использовались данные о наиболее вероятных, т. е. нормальных, режимах).

1. Поскольку в ЭЭС в течение суток производится большое количество различных переключений, существенно не влияющих на ее режим, можно не выделять этот фактор из других случайных факторов (изменение нагрузок подстанций или перетоков по межсистемным связям). Действительно, гистограммы распределений всех параметров режима, взятых из суточной ведомости, где фактор переключений не отделен, для каждого часа суток характерного периода (зима, осень и т. д.) хорошо аппроксимируются нормальным законом распределения.

2. При построении гистограммы следует параметры каждого часа характерного периода рабочих и нерабочих суток рассматривать отдельно.

3. Случайный процесс изменения параметров режима в течение суток характерного периода нестационарен.

4. Между параметрами режима обнаруживаются значительные корреляционные зависимости (см. приложение), которые должны учитываться при их совместном рассмотрении.

Найденные статистические характеристики параметров позволяют использовать методы теории распознавания образов [Л. 1 и 2] для обнаружения ошибок передачи данных.

В данном случае число классов объектов, подлежащих распознаванию, равно двум, а объект описывается одним признаком — значением некоторого параметра \bar{P} . Первый класс объектов содержит параметр \bar{P} с ошибкой. Второй класс объектов содержит параметр \bar{P} без ошибки. Здесь и далее параметры считаются случайными функциями времени, рассматриваемыми в фиксированные моменты времени — часы суток.

Определим плотность вероятности $f(\bar{P})$ при условии, что произошла ошибка передачи параметра. После предварительной «фильтрации» грубых ошибок по правилу «трех сигм» (буквой σ обозначим среднеквадратичное отклонение параметра \bar{P}) известны границы интервала изменения параметра с ошибкой.

$$\bar{P} = \bar{P} + \Delta\bar{P},$$

где $\Delta\bar{P}$ — ошибка передачи истинного значения \bar{P} . Таким образом,

$$m - 3\sigma < \bar{P} + \Delta\bar{P} < m + 3\sigma, \quad (1)$$

где m — математическое ожидание.

Из (1) можно найти и пределы изменения ошибок $\Delta\bar{P}$.

Будем считать, что числовая характеристика параметра \bar{P} передается наименее надежным способом — по телетайпу. Закон распределения ошибок можно считать равномерным, так как вероятность искажения тех или иных цифр числовой характеристики одинакова:

$$f(\Delta\bar{P}) = \frac{1}{6\sigma}. \quad (2)$$

Как установлено исследованием, закон распределения \bar{P} — нормальный:

$$f_2(\bar{P}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\bar{P}-m)^2}{2\sigma^2}}. \quad (3)$$

Совместный закон распределения суммы двух независимых случайных величин [Л. 3] \bar{P} и $\Delta\bar{P}$:

$$f_1(\bar{P}) = \frac{1}{6\sigma} \int_{m-\bar{P}-3\sigma}^{m-\bar{P}+3\sigma} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{[\Delta\bar{P}-(\bar{P}-m)]^2}{2\sigma^2}} d\Delta\bar{P}.$$

Подынтегральная функция есть нормальный закон распределения с математическим ожиданием $(\bar{P}-m)$ и среднеквадратичным отклонением σ . Следовательно, окончательно находим:

$$f_1(\bar{P}) = \frac{1}{12\sigma} \left\{ \Phi \left[\frac{2m+3\sigma-\bar{P}-\bar{P}}{\sigma} \right] - \Phi \left[\frac{2m-3\sigma-\bar{P}-\bar{P}}{\sigma} \right] \right\}, \quad (4)$$

где $\Phi(t)$ — интеграл вероятностей.

Найдем далее априорную вероятность появления объектов первого класса $\mathcal{P}(I)$ — вероятность появления ошибки в информации, переданной по телетайпу. Передачу двоичных кодов по телетайпу будем считать последовательностью независимых испытаний по схеме Бернулли с вероятностью ошибки передачи двоичного кода $p=3 \times 10^{-4}$. Тогда при передаче n двоичных символов вероятность хотя бы одной ошибки:

$$\mathcal{F}(I) = 1 - (1-p)^n, \quad (5)$$

а вероятность появления объектов второго класса — телетайпной информации без ошибок:

$$\mathcal{F}(II) = 1 - \mathcal{F}(I).$$

Расчеты показывают (рис. 1), что при числе двоичных символов $n=1,8 \times 10^{-4}$ (это соответствует передаче 1200 десятичных чисел со средним количеством значащих цифр, равным 3), вероятность появления одной и более ошибок приближается к единице. В таких условиях контроль правильности передачи данных и выявление ошибок совершенно необходимы.

Допустим, что удается найти стоимость ошибки первого рода (объект отнесен к классу II, когда в действительности он относится к классу I), стоимость ошибки второго рода C_{21} (объект отнесен к классу I, когда в действительности он относится к классу II), а стоимость правильных решений $C_{11}=C_{22}=0$.

В этом случае средняя стоимость многократного распознавания ошибок передачи

$$\bar{C} = \mathcal{F}(I) C_{12} \sum_{\bar{P}_0}^{\bar{P}+3\sigma} f_1(\bar{P}) d\bar{P} + \mathcal{F}(II) C_{21} \sum_{\bar{P}-3\sigma}^{\bar{P}_0} f_2(\bar{P}) d\bar{P}.$$

Величина \bar{P}_0 представляет собой значение параметра \bar{P} , разделяющего область всевозможных значений на два подпространства, при котором средняя стоимость многократного распознавания ошибок передачи минимальна.

$$\left| \frac{d\bar{C}}{d\bar{P}} \right|_{\bar{P}=\bar{P}_0} = -\mathcal{F}(I) C_{12} f_1(\bar{P}_0) + \mathcal{F}(II) C_{21} f_2(\bar{P}_0) = 0. \quad (6)$$

Решая уравнение (6) относительно коэффициента правдоподобия [Л. 2]

$$\lambda(\Pi_0) = \frac{f_2(\Pi_0)}{f_1(\Pi_0)},$$

находим:

$$\lambda(\Pi_0) = \frac{C_{12} \mathcal{I}^*(1)}{C_{21} \mathcal{I}^*(1)}. \quad (7)$$

Естественно считать наиболее нежелательными ошибки первого рода. Дадим численное выражение такой стратегии принятия решений в виде

$$C_{12} = 100 \times C_{21} \quad (7a)$$

и из соотношения (7) с учетом (3) и (4) получим:

$$\begin{aligned} & \frac{12}{\sqrt{2\pi}} \exp - \frac{(\Pi_0 - m)^2}{2s^2} \\ & \Phi \left[\frac{m + 3s - \Pi_0}{s} \right] - \Phi \left[\frac{m - 3s - \Pi_0}{s} \right] = \\ & = 100 \left[\frac{1 - (1-p)^{n_{12}}}{(1-p)^{n_{11}}} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Соотношение (8) показывает, что коэффициент правдоподобия зависит только от числа двоичных символов n_{12} , с помощью которых при телетайпной передаче отображается числовая характеристика параметра Π . В выражении (8) для Π принято среднее значение m , соответствующее решаемой задаче многократного распознавания.

Решение трансцендентного уравнения (8) относительно Π_0 для исследованных параметров режима Донбасской ЭЭС показывает, что на первом этапе контроля (контроля по априорной информации о режиме ЭЭС) находится более узкий промежуток $(2m - \Pi_0, \Pi_0)$, чем назначаемый по правилу «трех сигм» [см. (1)]. При трех-, четырехзначных числовых значениях параметров и вероятности ошибки в одном двоичном символе, передаваемом по телетайпу 3×10^{-4} , промежуток суживается до вычисленного по 1,9σ.

Поэтому детектирование ошибок на первом этапе контроля выполняется не только отделением маловероятных значений (правило «трех сигм»), но и по принципу (6) и (7а), что приводит к более точ-

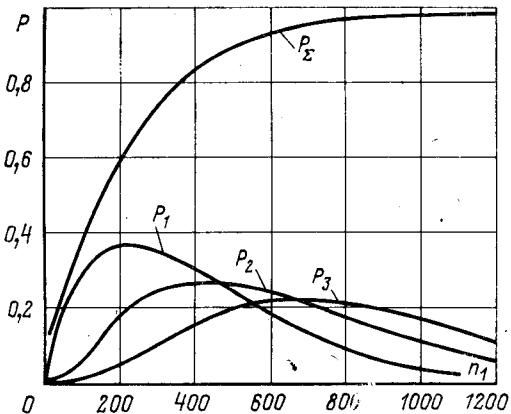


Рис. 1. Зависимость вероятности одной (P_1), двух (P_2), трех (P_3) и пятнадцати (P_Σ) ошибок от количества переданных десятичных символов n_1 .

ной оценке диапазона вероятных значений параметра.

Дальнейшее сужение интервала достигается учетом корреляционных зависимостей между параметрами режима ЭЭС. Нормированной корреляционной матрице параметров системы K (см. приложение и рис. 2) можно поставить в соответствие неориентированный граф G [Л. 4]. Тогда каждому ребру (i_i, i_{i+1}) графа G окажется приписанной мера $r(i_i, i_{i+1})$ — коэффициент корреляции. Ребра — петли графа G , которые выражают единичные элементы главной диагонали матрицы, в нашей задаче не учитываются.

Из каждой вершины s_j графа G будем строить простую цепь

$$J(s_j) = i_1, i_2, \dots, i_i, \dots, i_{s_j} \quad (9)$$

и запоминать вершины, для которых такие цепи уже построены:

$$s_j \in S(j) = s_1, s_2, \dots, s_j \quad (10)$$

(где s_j обозначает одновременно количество звеньев цепи из вершины s_j и эту вершину; текущее значение i_1 принимает последовательно все значения $i_1 = s_j$), а также вычислять среднее значение энтропии:

$$\begin{aligned} H(s_j) = & \frac{1}{s_j} \{H[r(i_1, i_2)] + \dots + H[r(i_1, i_{i+1})] + \dots \\ & \dots + H[r(i_{s_j-1}, i_{s_j})]\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Звенья простой цепи (9) выбираются по правилу

$$\min_{i_l, i_{l+1}} \{H[r(i_{l-1}, i_l)] + H[r(i_l, i_{l+1})]\}, \quad (12)$$

обеспечивающему минимум среднего значения (11).

Чтобы не было циклических участков, на каждом шаге построения (9) выполняются соотношения:

$$i_i \notin J(i_{i-1}); \quad (12a)$$

$$i_{i+1} \notin J(i_i). \quad (12b)$$

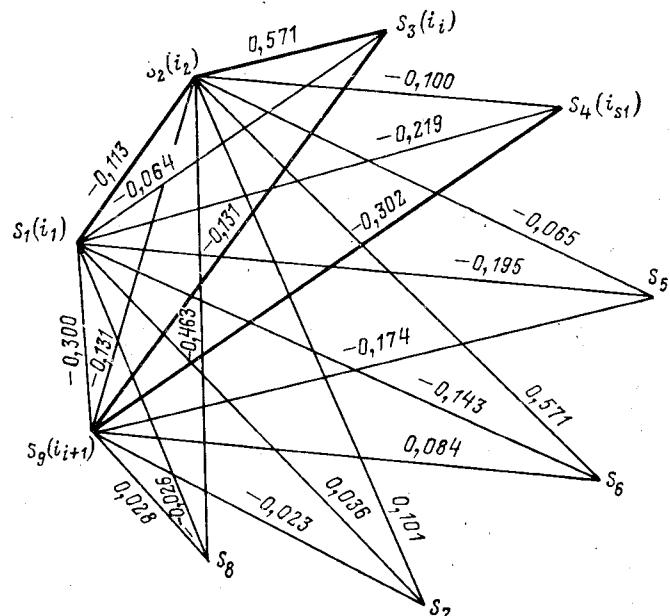


Рис. 2. Граф G , соответствующий матрице K (см. приложение) (построен для первой, второй и девятой строк матрицы).

Приращение энтропии вычисляется по формуле

$$H[r(i_i, i_{i+1})] = \frac{\ln |K^{i+1}| - \ln |K^i| + \ln 2\pi}{2\ln 2}, \quad (13)$$

которая находится вычислением разности $(i+1)$ - и i -мерных несобственных интегралов энтропий.

Здесь $|K^{i+1}|$, $|K^i|$ — определители корреляционных матриц соответственно $(i+1)$ -го и i -го порядков. Корреляционные матрицы $(i+1)$ -го и i -го порядков получаются из матрицы K системы сохранением строк и столбцов, соответствующих $(i+1)$ - и i -му шагам построения цепи и исключением прочих строк и столбцов.

Считаем $i = i_s$ (построение цепи закончено), если нет возможности на $(i+1)$ -м шаге выполнить условие (12б). В ходе построения цепи из вершины i_1 , если выполняются одновременно условия

$$i_{i+1} \in S(j) \quad (14)$$

и

$$H(s_j) > H(i_{i+1}), \quad (15)$$

т. е. простая цепь, построенная для вершины s_j , имеет среднее приращение энтропии большее, чем простая цепь, проходящая через нее из вершины i_1 . Попутно цепь $J(s_j)$ заменяется более короткой по мере (11) цепью $J(i_{i+1})$.

После последовательного перебора всех вершин назначается их повторный просмотр, чтобы выявить всевозможные ситуации по (14) и (15). Таким образом, определяется наиболее выгодная последовательность (9) контроля каждого параметра.

Второй этап контроля реализуется в следующем порядке:

1. Находятся параметры σ^*_{i+1} , m^*_{i+1} условного (апостериорного) одномерного закона распределения [Л. 5] при уже проверенных и зафиксированных Π_1, \dots, Π_i :

$$\begin{aligned} f_2(\Pi_{i+1}/\Pi_1, \dots, \Pi_i) = & \sqrt{\frac{c_{i+1, i+1}}{2\pi}} \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} c_{i+1, i+1} \left[\Pi_{i+1} - m_{i+1} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_{j=1}^i \frac{c_{j, i+1}}{c_{i+1, i+1}} (\Pi_j - m_j) \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

Коэффициенты корреляционной зависимости между активными мощностями девяти объектов Донбассэнерго за 10 рабочих суток зимнего периода

Номер объекта	Наименование объекта	Номер объекта								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	ГРЭС № 1	-1,0	-0,113	-0,064	-0,219	-0,195	-0,143	-0,036	-0,026	-0,300
2	ГРЭС № 2	-0,113	1,0	0,571	-0,100	-0,065	-0,571	0,101	-0,463	-0,131
3	ГРЭС № 3	-0,064	0,571	1,0	0,035	0,138	0,488	0,267	-0,441	-0,166
4	ГРЭС № 4	-0,219	-0,100	0,035	1,0	0,071	-0,181	-0,243	-0,127	-0,302
5	ГРЭС № 5	-0,195	-0,065	0,138	0,071	1,0	-0,241	-0,278	-0,065	-0,174
6	ГРЭС № 6	-0,143	-0,571	0,488	-0,184	-0,241	1,0	0,305	-0,214	0,084
7	Межсистемная связь № 1	-0,036	0,101	0,267	-0,243	-0,278	0,305	1,0	0,063	-0,023
8	Межсистемная связь № 2	-0,026	-0,463	-0,441	-0,127	-0,065	-0,214	0,063	1,0	0,028
9	Межсистемная связь № 3	-0,300	-0,131	-0,166	-0,302	-0,174	0,084	-0,023	0,028	1,0

Пример. Активные мощности (МВт) объектов № 1, 2, 3, 9, 4 (см. таблицу) согласно суточной ведомости составляют соответственно $P_1=1520$, $P_2=2040$, $P_3=1930$, $P_4=665$, $P_9=-280$.

Априорные статистические характеристики объектов (МВт):

$$\begin{aligned} m_1 &= 1509; \sigma_1 = 206; \sigma_2 = 240; m_3 = 2093; \sigma_3 = 203; \\ m_4 &= 803; \sigma_4 = 198; m_9 = -227; \sigma_9 = 204; m_2 = 2012. \end{aligned}$$

Пусть в результате передачи параметра P_4 получено его значение $P_4=803$ МВт. Проверка достоверности передачи параметра по априорным данным (по правилу 1,9 σ) не выявляет ошибки. Более того, полученное значение равно априорному математическому ожиданию данного параметра.

Целесообразная последовательность контроля этого параметра на втором этапе показана на рис. 2.

Определитель пятого порядка имеет вид [см. пояснения к (16в)]:

$$K_{15}^5 = \begin{vmatrix} \sigma_1 \sigma_1 & \sigma_1 \sigma_2 r_{12} & \sigma_1 \sigma_3 r_{13} & \sigma_1 \sigma_4 r_{14} & \sigma_1 \sigma_5 r_{15} \\ \sigma_2 \sigma_1 r_{21} & \sigma_2 \sigma_2 & \sigma_2 \sigma_3 r_{23} & \sigma_2 \sigma_4 r_{24} & \sigma_2 \sigma_5 r_{25} \\ \sigma_3 \sigma_1 r_{31} & \sigma_3 \sigma_2 r_{32} & \sigma_3 \sigma_3 & \sigma_3 \sigma_4 r_{34} & \sigma_3 \sigma_5 r_{35} \\ \sigma_4 \sigma_1 r_{41} & \sigma_4 \sigma_2 r_{42} & \sigma_4 \sigma_3 r_{43} & \sigma_4 \sigma_5 r_{45} & \sigma_4 \sigma_4 r_{44} \\ \sigma_5 \sigma_1 r_{51} & \sigma_5 \sigma_2 r_{52} & \sigma_5 \sigma_3 r_{53} & \sigma_5 \sigma_4 r_{54} & \sigma_5 \sigma_5 r_{55} \end{vmatrix}.$$

Подстановка численных значений величин дает:

$$K^5 = 72,5 \times 10^{21}.$$

Миноры пятого порядка этого определителя $M_{15}=87,7 \times 10^{14}$; $M_{25}=-49,3 \times 10^{14}$; $M_{35}=-18,8 \times 10^{14}$; $M_{45}=-102 \times 10^{14}$; $M_{55}=244 \times 10^{14}$.

Отношения элементов обратной матрицы, соответствующие этим минорам:

$$c_{1,5}/c_{5,5}=0,36; c_{2,5}/c_{5,5}=0,2; c_{3,5}/c_{5,5}=-0,08.$$

Значения математического ожидания и среднеквадратичного отклонения при четырех фиксированных параметрах [см. (16в)]:

$$\begin{aligned} m^*_{15} &= m_1 - \left[\frac{c_{1,5}}{c_{5,5}} (\bar{P}_1 - m_1) + \frac{c_{2,5}}{c_{5,5}} (\bar{P}_2 - m_2) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{c_{3,5}}{c_{5,5}} (\bar{P}_3 - m_3) + \frac{c_{4,5}}{c_{5,5}} (\bar{P}_4 - m_4) \right]; \\ m^*_{15} &= 803 - [0,36 \times (1520 - 1509) + 0,2 \times (2040 - 2012) - \\ &\quad - 0,08 \times (1930 - 2093) + 0,42 \times (280 + 22,7)] = 653 \text{ (МВт)}; \\ \sigma^*_{15} &= \frac{1}{\sqrt{c_{5,5}}} = 172 \text{ МВт}. \end{aligned}$$

Для контроля пятого параметра по $m^*_{15} \pm 0,35\sigma^*_{15}$, находим интервал 593–713. Значение $P_4=803$ МВт находится за пределами этого интервала, и ошибка будет обнаружена.

Заметим, что истинное значение весьма близко к m^*_{15} . Это подтверждает возможность не только обнаружения, но и коррекции искаженных значений. Принимаем $P^*_{15}=m^*_{15}$.

Относительная погрешность

$$\delta = \frac{(P_4 - P^*_{15}) \times 100\%}{P_4} = 1,8\%.$$

Далее следует учесть корреляционные зависимости между всеми параметрами режима ЭЭС P_1, \dots, P_q [не только определяемые цепочкой (9)] и согласовать найденные средние значения параметров (16в).

Рассмотрим метод коррекции параметров P^*_{i+1} (для упрощения обозначений символ * ниже опускается).

Пусть для нормированных параметров P_1, P_2, \dots, P_k были приняты средние значения (16в), а параметры $P_{k+1}, P_{k+2}, \dots, P_q$ переданы без ошибок. В общем случае при большом объеме передаваемой информации и большом количестве ошибок целесообразно использовать следующий итерационный метод получения P_1, P_2, \dots, P_k .

В нормированных уравнениях множественной регрессии [Л. 6]

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \beta_{11} P_1 + \beta_{12} P_2 + \dots + \beta_{1k} P_k + \\ &\quad + \beta_{1,k+1} P_{k+1} + \dots + \beta_{1q} P_q; \\ P_2 &= \beta_{21} P_1 + \beta_{22} P_2 + \dots + \beta_{2k} P_k + \\ &\quad + \beta_{2,k+1} P_{k+1} + \dots + \beta_{2q} P_q; \\ &\dots \\ P_q &= \beta_{q1} P_1 + \beta_{q2} P_2 + \dots + \beta_{qk} P_k + \\ &\quad + \beta_{q,k+1} P_{k+1} + \dots + \beta_{q,q-1} P_{q-1} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

примем для всех параметров, кроме первого, априорные средние значения, т. е. $P_2=0, P_3=0, \dots, P_k=0$. Тогда по первому из уравнений (17) найдем первое приближение для первого параметра из уравнения чистой регрессии:

$$P_1^1 = \beta_{1,k+1} P_{k+1} + \dots + \beta_{1q} P_q.$$

Далее первое приближение для второго параметра

$$P_2^1 = \beta_{21} P_1^1 + \beta_{22} P_{k+1} + \dots + \beta_{2q} P_q,$$

для третьего

$$P_3^1 = \beta_{31} P_1^1 + \beta_{32} P_2^1 + \beta_{33} P_{k+1} + \dots + \beta_{3q} P_q$$

и т. д.

Наконец, первое приближение для k -го параметра

$$P_k^1 = \beta_{k1} + P_1^1 + \beta_{k2} P_2^1 + \dots + \beta_{k,k-1} P_{k-1}^1 + \\ + \beta_{k,k+1} P_{k+1} + \dots + \beta_{kq} P_q.$$

Введем обозначение:

$$B_{ij} = \sum_{j=k+1}^q \beta_{ij} P_j \quad (i = 1, 2, \dots, k) \quad (17a)$$

и получим в сокращенной записи для второй итерации:

$$\left. \begin{aligned} P_1^2 &= \beta_{12} P_2^1 + \beta_{13} P_3^1 + \dots + \beta_{1k} P_k^1 + B_{1j}; \\ P_2^2 &= \beta_{21} P_1^1 + \beta_{23} P_3^1 + \dots + \beta_{2k} P_k^1 + B_{2j}; \\ P_3^2 &= \beta_{31} P_1^1 + \beta_{32} P_2^1 + \dots + \beta_{3k} P_k^1 + B_{3j}; \\ &\dots \\ P_k^2 &= \beta_{k1} P_1^1 + \beta_{k2} P_2^1 + \dots + \beta_{k,k-1} P_{k-1}^1 + B_{kj} \end{aligned} \right\}$$

Вообще на q -й итерации для i -го параметра

$$P_i^q = \sum_{j=1}^{i-1} \beta_{ij} P_j^q + \sum_{j=i+1}^k \beta_{ij} P_j^{q-1} + B_{ij} \quad (i = 1, 2, \dots, k). \quad (18)$$

Выражение (18) является сокращенной записью итерационного алгоритма Гаусса – Зейделя [Л. 7]. Коэффициенты уравнения

$$\beta_{ij} = \frac{\Delta_{ij}}{\Delta_i} \quad (i = 1, \dots, k; j = 1, \dots, q), \quad (18a)$$

где определитель

$$\Delta_i = \begin{vmatrix} 1 & r_{11} & r_{12} \dots r_{i-1,1} & r_{i+1,1} \dots r_{q,1} \\ r_{12} & 1 & r_{22} \dots r_{i-1,2} & r_{i+1,2} \dots r_{q,2} \\ r_{13} & r_{23} & 1 \dots r_{i-1,3} & r_{i+1,3} \dots r_{q,3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \\ r_{1,i-1} & r_{2,i-1} & r_{3,i-1} \dots 1 & r_{i+1,i-1} \dots r_{q,i-1} \\ r_{1,i+1} & r_{2,i+1} & r_{3,i+1} \dots r_{i-1,i+1} & 1 \dots r_{q,i+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \\ r_{1,q} & r_{2,q} & r_{3,q} \dots r_{i-1,q} & r_{i+1,q} \dots 1 \end{vmatrix} \quad (19)$$

берется от транспонированной нормированной корреляционной матрицы

$$\|r_{ij}\| = \begin{vmatrix} 1 & r_{21} & r_{31} & \dots & r_{q1} \\ r_{12} & 1 & r_{32} & \dots & r_{q2} \\ r_{13} & r_{23} & 1 & \dots & r_{q3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{1q} & r_{2q} & r_{3q} & \dots & 1 \end{vmatrix}, \quad (20)$$

у которой вычеркнуты i -е столбец и строка.

Определитель Δ_{ij} получается из Δ_i заменой j -го столбца столбцом

$$A_{ij} = \begin{vmatrix} r_{i,1} & & \\ r_{i,2} & & \\ r_{i,3} & & \\ \dots & & \\ r_{i,i-1} & & \\ r_{i,i+1} & & \\ r_{i,q} & & \end{vmatrix}.$$

Равенство $i=j$ в (18a) автоматически исключается, если в (19) сохранить нумерацию строк и столбцов, принятую в (20).

Расчеты по (18a) выполняются предварительно в рамках обследования системы в отличие от суммирования по (18), выполняемого при обработке полученной информации. Следовательно, к ним предъявляются менее жесткие требования в отношении объема памяти ЦВМ, времени счета, и они могут выполняться в матричном виде.

Когда общее число передаваемых параметров сравнительно невелико или надежность аппаратуры передачи данных позволяет ожидать небольшое

количество ошибок, система

$$\left. \begin{aligned} -\Pi_1 + \beta_{12}\Pi_2 + \beta_{13}\Pi_3 + \dots + \beta_{1k}\Pi_k &= -B_{1j}; \\ \beta_{21}\Pi_1 - \Pi_2 + \beta_{23}\Pi_3 + \dots + \beta_{2k}\Pi_k &= -B_{2j}; \\ \beta_{31}\Pi_1 + \beta_{32}\Pi_2 - \Pi_3 + \dots + \beta_{3k}\Pi_k &= -B_{3j}; \\ \dots &\dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ \beta_{k1}\Pi_1 + \beta_{k2}\Pi_2 + \beta_{k3}\Pi_3 + \dots - \Pi_k &= -B_{kj} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

решается прямым методом:

$$\Pi_j = \frac{\Delta_j}{\Delta_3} \quad (j = 1, 2, \dots, k), \quad (22)$$

где

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} -1 & \beta_{12} & \beta_{13} & \dots & \beta_{1k} \\ \beta_{21} & -1 & \beta_{23} & \dots & \beta_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta_{k1} & \beta_{k2} & \beta_{k3} & \dots & -1 \end{vmatrix},$$

а Δ_j получается из Δ_3 заменой j -го столбца столбцом свободных членов уравнений (21).

Если параметры Π_1, \dots, Π_k по какой-либо причине не переданы совсем, а Π_{k+1}, \dots, Π_q уже проверены и откорректированы на ЦВМ, система (17) используется для получения недостающих значений Π_1, \dots, Π_k .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Горелик А. Л., Скрипкин В. А. Построение систем распознавания. М., «Советское радио», 1974.
- Вапник В. Н., Червоненкис А. Я. Теория распознавания образов. М., «Наука», 1974.
- Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969.
- Оре О. Теория графов. М., «Наука», 1968.
- Пугачев В. С. Введение в теорию вероятностей. М., «Наука», 1968.
- Лапа В. Г. Математические основы кибернетики. Киев, «Вища школа», 1974.
- Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. М., Физматгиз, 1960.

[12.3.1976]

УДК [621.311:621.314.261].001.8

О применении электромеханических преобразователей частоты в энергосистемах

Доктор техн. наук ВЕНИКОВ В. А., канд. техн. наук ЗЕЛЕНОХАТ Н. И.,
доктор техн. наук ШАКАРЯН Ю. Г., инж. ДУНКЕЛЬ Х.—Г.

Московский энергетический институт

Для развития электроэнергетических систем (ЭЭС) характерным является их включение в крупные объединения посредством создания межсистемных связей — системообразующих линий электропередач высокого и ультравысокого напряжения. Это можно проследить на примере развития ЭЭС СССР, международного энергетического объединения стран социалистического содружества — системы «Мир», объединения энергосистем Западной Европы, систем США и Канады.

До последнего времени объединение энергосистем осуществлялось в основном с помощью линий электропередач переменного тока. Сейчас становится тенденцией применять в качестве системообразующих линий также ЛЭП постоянного тока [Л. 1 и 2], которые по ряду показателей имеют преимущества по сравнению с ЛЭП переменного

тока. Так, например, системообразующие (межсистемные) ЛЭП переменного тока должны иметь повышенную пропускную способность, чтобы по ним не происходило нарушение статической и динамической устойчивости при естественной флюктуации электрической нагрузки и при резких возмущениях в связываемых энергосистемах (подсистемах), в то время как линии постоянного тока могут иметь и малую пропускную способность, поскольку для них не возникает проблемы устойчивости. Более того, линия постоянного тока является элементом или звеном ЭЭС, с помощью которого можно регулировать перетоки обменной активной мощности между связываемыми подсистемами. Причем, сами подсистемы могут иметь как одинаковые, так и различные номинальные и даже переменные частоты.

Линии постоянного тока по сравнению с линиями переменного тока одного и того же класса по изоляции имеют большую пропускную способность за счет возможности повышения напряжения [Л. 1]. Эти преимущества послужили обоснованием для применения ЛЭП постоянного тока в качестве системообразующих линий, а также ЛЭП переменного тока с мощными выпрямительно-инверторными подстанциями, так называемыми вставками постоянного тока (ВПТ). Так, например, в Японии для связи подсистем 50 Гц и 60 Гц на системообразующей ЛЭП переменного тока напряжением 125 кВ установлена ВПТ мощностью 300 МВт [Л. 3]. В Канаде для связи с энергосистемой США на системообразующей ЛЭП напряжением 230 кВ применена ВПТ мощностью 230 МВт (подстанция EL River) [Л. 4]. Обе установки в некоторой степени автоматизированы и могут быть одновременно использованы как для передачи базовой мощности, так и для снятия пиков нагрузки, возникающих при колебаниях частоты в связываемых подсистемах.

В принципе ВПТ может применяться также для поддержания частоты в каждой из систем в помощь электростанциям, регулирующим частоту. В отдельных случаях, например, когда одна из подсистем по мощности много меньше другой, а мощность ВПТ соизмерима с маломощной подсистемой, установка постоянного тока может использоваться для регулирования частоты в маломощной системе.

Однако наряду с этими преимуществами по сравнению с межсистемными линиями электропередачи на переменном токе линии постоянного тока и линии переменного тока с ВПТ имеют следующие недостатки:

на постоянном токе невозможно передавать реактивную мощность (в приемной системе необходимо иметь дополнительные источники реактивной мощности), ВПТ создают высшие гармонические составляющие тока и напряжения в сети, для подавления которых требуется устанавливать специальные фильтры. Так, на упомянутой ВПТ в Канаде потребовалось установить три синхронных компенсатора общей мощностью 330 МВ·А, а также фильтры высших гармонических составляющих соизмеримой мощности. Установка дополнительного оборудования для генерации реактивной мощности и подавления высших гармонических составляющих переменного тока значительно повышают и без того высокие расчетные затраты по ВПТ в целом.

В силу этого возникает необходимость в разработке новых средств осуществления межсистемных связей, которые бы имели те же преимущества, что и ЛЭП постоянного тока или ЛЭП переменного тока с ВПТ, но были бы лишены их недостатков.

Одним из возможных решений является применение в качестве системообразующих связей электромагнитно-секционированных ЛЭП [Л. 5 и 6]. В отличие от обычных электромагнитно-секционированных ЛЭП представляет собой линию, разделенную на две электрически не связанные части (секции) посредством включения в рассечку линии электромеханического преобразователя частоты (ЭМПЧ), выполняемого в виде двух электрических

машин, соединенных между собой одним общим валом. При передаче мощности по системообразующей линии первая по направлению перетока мощности машина преобразователя будет работать в режиме электродвигателя, а вторая — в генераторном режиме. При изменении направления перетока передаваемой мощности в силу обратимости электрических машин они будут работать попарно, то в двигательном, то в генераторном режимах. ЭМПЧ не создает высших гармонических составляющих тока и напряжения, является регулируемым источником реактивной мощности, способным как генерировать, так и потреблять ее. Его включение в рассечку ЛЭП позволяет также повысить пропускную способность электропередачи [Л. 6].

С помощью электромагнитно-секционированных ЛЭП можно связывать подсистемы с неодинаковыми номинальными частотами. В этом случае электрические машины преобразователя частоты выбираются с соотношением числа пар полюсов, равным соотношению номинальных частот переменного тока связываемых подсистем. Это особенно важно для решения проблемы применения повышенной частоты в ЭЭС (выполненные исследования подтверждают целесообразность создания систем электроснабжения отдельных предприятий, а возможно и целых энергорайонов, на оптимальной частоте, в 2—8 раз превышающей частоту 50 Гц [Л. 7—9].

В связи со значительным увеличением потребляемой на некоторых промышленных предприятиях выпрямительной нагрузки в последнее время становится актуальной задача обеспечения нормативного качества электроэнергии у потребителей, решение которой является затруднительным, особенно если выпрямительная нагрузка носит резко-переменный характер. Последнее обстоятельство является причиной не только резкого изменения напряжения в питающей электрической сети, но и появления в ней высших гармонических составляющих тока и напряжения. Для устранения этого отрицательного эффекта, обусловленного наличием резкопеременной выпрямительной нагрузки, обычно применяют дополнительные установки: различного рода источники реактивной мощности и фильтры высших гармонических. Применение на питающей линии ЭМПЧ также позволяет стабилизировать напряжение в питающей сети (за подстанцией с выпрямительной нагрузкой) и не пропускать в нее высшие гармонические тока и напряжения.

На возможность применения ЭМПЧ на системообразующих ЛЭП электроэнергетических систем еще в 1934 г. обращал внимание проф. А. А. Горев [Л. 10]. Им было предложено выполнять ЭМПЧ на базе двух асинхронизированных синхронных машин (АСМ) [Л. 11]. Наличие хотя бы одной из двух машин ЭМПЧ, выполненной как АСМ, позволяет «развязать» две подсистемы, обеспечить регулирование частоты и мощности одной подсистемы независимо от другой [Л. 12]. Возможность такого регулирования АСМ впервые была подтверждена работами немецкого электротехника В. Зейца [Л. 13].

В дальнейшем будем называть связь между электроэнергетическими системами гибкой или

скользящей, если ЭМПЧ выполнен на базе АСМ. Причем будем различать асинхронизированные (две АСМ) и синхронно-асинхронизированные (одна синхронная машина и одна АСМ) электромеханические преобразователи частоты. Имея несколько более высокие стоимостные показатели, асинхронизированные ЭМПЧ в отношении гибкости управления и устойчивости работы, обладают преимуществами по сравнению с другими видами ЭМПЧ. К сожалению, приходится констатировать, что асинхронизированные ЭМПЧ до сих пор все еще не нашли практического применения на системообразующих ЛЭП в ЭЭС, хотя уже многое сделано в СССР и за рубежом в части исследования и создания крупных асинхронизированных синхронных машин — основных компонентов асинхронизированных ЭМПЧ.

Систематические исследования по асинхронизированным синхронным машинам были начаты в СССР в 1956 г. во ВНИИЭ под общим руководством д. т. н., проф. М. М. Ботвинника [Л. 11], а затем и в других организациях. В 1959 г. ЛПЭО «Электросила» был изготовлен и установлен на Иловской ГЭС самый крупный в мире АС — генератор (АС — асинхронизированный) мощностью 50 МВт·А, а заводом Уралэлектротяжмаш изготовлен циклопонвртор мощностью 4 МВт для питания его роторной обмотки. После успешных испытаний АС-генератора в статических и динамических режимах началась его постоянная эксплуатация в асин-

хронизированном синхронном режиме [Л. 14]. АС-генератор Иловской ГЭС может работать со скольжением $\pm 1\%$, а также обладает устойчивостью в режимах глубокого потребления реактивной мощности.

В настоящее время рядом организаций (ВНИИ-электромаш, ИЭД АН УССР, ВНИИЭ, МЭИ и др.) ведется проектирование крупных АСМ (генераторов и компенсаторов), исследуются их режимы работы, а также ЭМПЧ в условиях простой и сложной ЭЭС.

За рубежом уже более 40 лет применяются синхронно-асинхронизированные ЭМПЧ небольшой мощности для связи электроэнергетических систем, имеющих неодинаковые номинальные частоты. Поэтому представляется целесообразным дать краткое описание современных ЭМПЧ, выпускаемых западными фирмами, в числе которых ведущими являются AEG, Siemens, Brown-Bover & CIE.

Электромеханические преобразователи частоты находят применение в электрической системе ФРГ для связи основной сети 50 Гц и сети с железнодорожной тяговой нагрузкой 16 2/3 Гц. В настоящее время в железнодорожной сети 110 кВ, 16 2/3 Гц установленная мощность составляет примерно 1300 МВт, которая образуется из паротурбогенераторов (60%), гидрогенераторов (12%) и ЭМПЧ (28%) для связи с промышленной сетью 50 Гц. ЭМПЧ служат для покрытия пиковой нагрузки и частых резких кратковременных колебаний нагрузки железнодорожной сети, а также для поддержания частоты в тяговой сети. Этому благоприятствует высокая скорость регулирования ЭМПЧ по сравнению с турбинами.

Как уже отмечено, если ЭМПЧ представляет собой агрегат с двумя синхронными машинами, то осуществляемая с его помощью связь электрических систем является жесткой. Такой преобразователь может регулировать только реактивную мощность и напряжение. Синхронные ЭМПЧ для связи сетей 50 Гц и 16 2/3 Гц нашли применение в энергосистемах Норвегии и Швейцарии [Л. 15]. Однако, если в одной из сетей, обычно в тяговой сети, происходят сильные колебания частоты, последние, хотя и несколько сглаженные, при жесткой связи все же будут передаваться и в промышленную сеть.

С начала 60-х годов поставленные фирмой AEG синхронные ЭМПЧ малой и средней мощности применяются также для связи бортовых систем энергоснабжения кораблей в портах с энергосистемой 50 Гц [Л. 16]. Бортовые системы электроснабжения обычно работают на частоте 60 Гц, причем нагрузка сети 60 Гц сильно колеблется, так как число кораблей, питаемых от преобразователя, и потребляемая кораблями активная мощность не остаются постоянными.

Современные синхронно-асинхронизированные ЭМПЧ для гибкой связи сетей, выпускаемые некоторыми западными фирмами, реализуют в некоторой модификации принцип Зейца и отличаются друг от друга прежде всего способом питания цепи ротора АСМ. Так, на рис. 1 показана схема AEG мощностью в 25 МВт, установленного в начале 70-х годов на железнодорожной подстанции Ной-Ульм

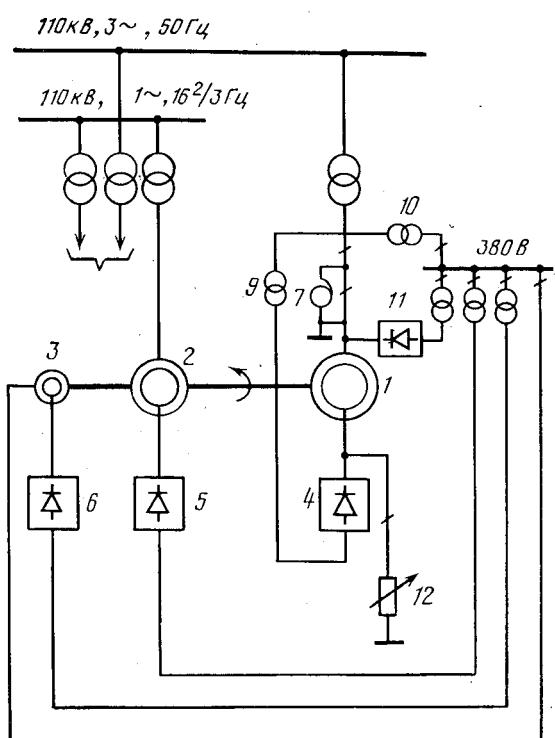


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя частоты фирмы AEG.

1 — трехфазный асинхронный двигатель; 2 — однофазный синхронный генератор; 3 — вспомогательный генератор; 4, 5, 6 — управляемые преобразователи тока возбуждения; 7 — пусковой трансформатор; 8 — коммутации для второго (параллельного) преобразователя частоты; 9 — преобразовательный трансформатор; 10 — трансформатор собственных нужд; 11 — тормозной выпрямитель; 12 — жидкостный пусковой реостат.

(ФРГ). Ротор трехфазной АСМ преобразователя питается от циклопонвертора, выполненного на тиристорах [Л. 17]. Постоянство определенного значения передаваемой мощности в диапазоне скольжения между подсистемами (50 Гц и 16 2/3 Гц) (в пределах от +3,5 до -1,5%) достигается соответствующим управлением циклопонвертора. При уменьшенной частоте вращения ЭМПЧ некоторая величина активной мощности должна быть отведена через контактные кольца АСМ в сеть 50 Гц, при повышенной частоте — наоборот.

Фирма Brown—Boveri & CIE с 20-х годов занимается проектированием и изготовлением ЭМПЧ для связи подсистем 50 Гц и 16 2/3 Гц. Выпускаемые этой фирмой преобразователи и сегодня состоят из трехфазной АСМ, включенной в каскаде с коллекторной машиной для питания роторных цепей, и однофазной синхронной машиной на общем валу. В качестве коллекторной применена машина Шербиуса [Л. 15]. Начиная с 30-х годов и по настоящее время, фирма Brown—Boverie & CIE выпустила около 40 таких преобразователей. Среди них один мощностью 7,3 МВт выполнен вертикально с гидротурбиной; в конце 60-х годов в Швейцарии были установлены три преобразователя мощностью 30 МВт каждый, являющиеся самыми мощными агрегатами [Л. 15]. К общим достоинствам ЭМПЧ для гибкой связи систем 50 Гц и тяговых электрических систем 16 2/3 Гц относят: удобное регулирование передаваемой мощности независимо от изменения частоты либо в зависимости от нее с любым желаемым статизмом; передача энергии по выбору в обоих направлениях; возможность дистанционного управления; малое количество или отсутствие обслуживающего персонала; возможность генерирования реактивной мощности для поддержания напряжения; устранение передачи пульсаций мощности из одной (однофазной) сети в другую (трехфазную), надежность, быстрая готовность к работе и сравнительно большая свобода в выборе места для размещения ЭМПЧ.

Заслуживающим внимание примером применения ЭМПЧ для осуществления гибкой связи подсистем является агрегат фирмы Siemens, работающий с 1968 г. в Женеве, в институте CERN (Европейская организация ядерных исследований) в системе энергоснабжения 28 — Гэ—В протон — синхротрона. В магнитном кольце диаметром 300 м электрически заряженные частицы ускоряются с помощью магнитных полей с растущей индукцией до сверхвысоких скоростей. На рис. 2 показан ход одного цикла ускорения для направляющих пучков частиц магнитов. В каждом цикле различаются четыре фазы: 1 — фаза намагничивания магнитов (500 мс), 2 — фаза flat-top (200 мс), 3 — фаза размагничивания магнитов (400 мс), 4 — пауза (300 мс). Длительность одного цикла составляет таким образом 1,4 с. Как видно на рис. 2, пик мощности ± 70 МВт наблюдается только в течение нескольких миллисекунд. Местные сети электроснабжения 50 Гц непригодны для работы с такой импульсной нагрузкой, так как появились бы недопустимые колебания напряжения сети и изменения частоты. Поэтому потребовалось включение промежуточного накопителя энергии, между сетью пере-

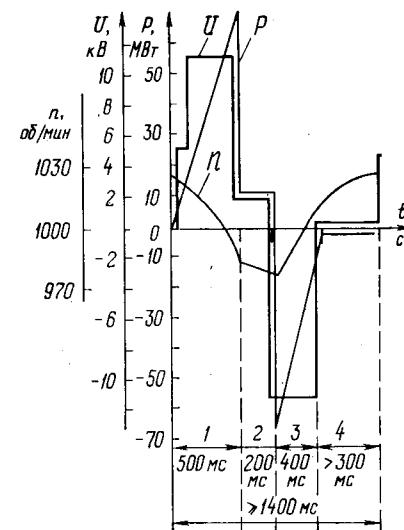


Рис. 2. Ход одного цикла импульсов для направляющих магнитов 28 — Гэ—В—протон — синхротрона.
1, 2, 3, 4 — фазы цикла.

P — мощность магнитов; U — напряжение магнитов; n — частота вращения преобразователя.

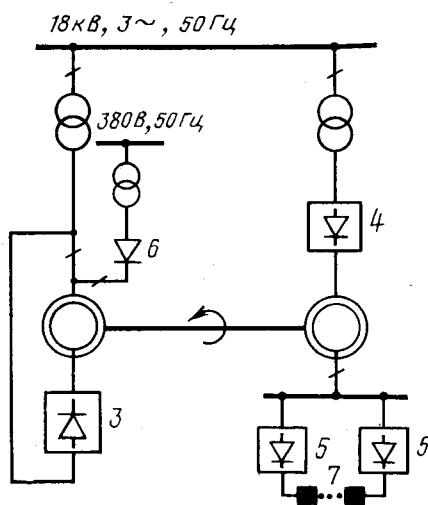


Рис. 3. Принципиальная схема энергоснабжения 28 — Гэ—В протон — синхротрона фирмы Siemens.

1 — трехфазный асинхронный двигатель; 2 — трехфазный синхронный генератор; 3, 4 — управляемые преобразователи тока возбуждения; 5 — ртутные преобразователи высокого давления; 6 — тормозной вентиль; 7 — магнитное кольцо.

менного тока 50 Гц и сетью питания направляющих магнитов в виде синхронно-асинхронизированного ЭМПЧ. Для создания необходимого момента инерции 150 тм² генератор ЭМПЧ выполнен шестиполюсным с номинальной скоростью 1000 об/мин, что позволяет отказаться от особого маховика.

Принципиальная схема установки электроснабжения протон — синхротрона показана на рис. 3 [Л. 18]. Выбранный принцип с накопителем энергии в виде ЭМПЧ для гибкой связи сетей позволяет при пике мощности 70 МВт у трехфазного генератора ограничиваться равномерной и независимой от импульсной нагрузки мощностью АС-двигателя 6 МВт, потребляемой от местной сети 50 Гц. Колебания мощности в питающей сети составляют при этом ± 150 кВт. Ток на ротор машины подается от

статического преобразователя с помощью устройства регулирования, действующего по указанному выше принципу, чем обеспечивается практически постоянный отбор активной и реактивной мощности из сети 50 Гц.

Во время фазы намагничивания и flat-top часть кинетической энергии преобразуется в магнитную энергию в магнитах, а также в потери. Маховой момент ЭМПЧ выбран таким, что при максимальном импульсе отбираемая от него кинетическая энергия в конце фазы flat-top приводит к снижению частоты вращения преобразователя только на 4,7%. Во время фазы размагничивания магнитов (рис. 2) накопленная в магнитах энергия возвращается преобразователю (за вычетом всех потерь), что приводит к повышению скорости вращения двигателя, хотя при этом из сети 50 Гц им потребляется постоянная мощность 6 МВт.

В 1974 г. фирма Siemens выпустила преобразователь для создания кратковременных импульсов 150 МВт (установлен в ФРГ в институте ядерных исследований имени Макса Планка) [Л. 19]. АС — двигатель этого преобразователя питается постоянной мощностью 10 МВт от местной сети 50 Гц. Роторы обеих машин преобразователя связывают маховик весом 230 т, который выполняет роль накопителя энергии.

В настоящее время ведется обсуждение подобной схемы системы энергоснабжения для создания импульсов мощности в 300 МВт и полезной энергии в несколько тысяч МВт·с. К преимуществам подобной электромеханической связи по сравнению со статическим преобразователем относят [Л. 18]: потребление двигателя ЭМПЧ постоянного значения мощности из местной сети, составляющего от 3 до 10% мощности потребителя; поддержание $\cos \varphi = 1$; возможность подключения к слабомощной местной сети; постоянство и воспроизводимость необходимых для энергоснабжения выходных величин генератора преобразователя.

Уместно также отметить, что энергоснабжение завода Siemens ведущего испытания двигателей и генераторов осуществляется также через ЭМПЧ, из местной сети [Л. 10]. Этот преобразователь с максимально передаваемой мощностью 6 МВт состоит из четырехполюсной АСМ, частота вращения которой регулируется в диапазоне 1000—1500 об/мин.

Анализ выполненных исследований и опыт эксплуатации АС-машин в СССР, а также опыт применения синхронно-асинхронизированных ЭМПЧ в зарубежных странах, делают возможным начать работу по созданию мощных ЭМПЧ, пригодных для установки их на системообразующих и межсистемных связях Единой ЭЭС страны и на ЛЭП связи с электроэнергетическими системами зарубежных стран.

Применение в ЕЭС СССР электромагнитно-секционированных ЛЭП с асинхронизированными электромеханическими преобразователями частоты в качестве системообразующих линий позволит:

1. Вести раздельное регулирование частоты в связанных подсистемах и, благодаря этому, в аварийных режимах более полно использовать

регулирующий эффект нагрузки, допуская в энергодефицитных подсистемах кратковременное снижение частоты. Тем самым можно уменьшить горячий резерв мощности в подсистемах и во всей ЕЭС в целом.

2. Применять в качестве системообразующих не только линии повышенной пропускной способности на ультравысоком напряжении, но и линии малой пропускной способности, так как с помощью асинхронизированных ЭМПЧ можно сравнительно просто управлять перетоками обменной мощности по межсистемным связям, обеспечивая при этом необходимые запасы по устойчивости системы.

3. Подключать к ЕЭС СССР отдельные вновь создаваемые ЭЭС на повышенной частоте.

Предварительные расчеты показывают, что электромагнитно-секционированные ЛЭП, выполняемые на базе асинхронизированных ЭМПЧ с АСМ мощностью 200—500 МВт, в ряде случаев не только по техническим, но и по экономическим показателям могут быть конкурентоспособными в сравнении со вставкой и ЛЭП постоянного тока. Понятому, нет особых проблем в изготовлении систем регулирования и возбуждения АСМ таких ЛЭП, но имеются определенные трудности в части проектирования и конструирования собственно электрических машин. Однако накопленный в этой части опыт СССР и зарубежных стран позволяет считать, что эти сложности преодолимы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Худяков В. В., Анисимова Н. Д. Передача энергии переменным и постоянным током высокого напряжения. Т. 3. Электрические системы. М., «Энергия», 1972.
2. Мельников Н. А., Рокотян С. С., Шеренцис А. Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 300—500 кВ;
3. Экспресс-информация «Электрические станции, сети и системы», 1971, № 6. Высоковольтный тиристорный блок для электропередачи постоянного тока высокого напряжения.
4. Экспресс-информация «Электрические станции, сети и системы», 1971, № 5, «Строительство преобразовательной подстанции в Канаде на высоковольтных тиристорных блоках».
5. Зеленохат Н. И., Дяков А. М. Электромагнитно-секционированные ЛЭП и пути их использования в электрических системах. — В кн.: Пути научно-технического прогресса в энергетике. Л., НТОЭ и ЭП, 1973, с. 78—80.
6. Повышение пропускной способности дальних электропередач способом электромагнитного секционирования. — «Сборник трудов МЭИ. Электрические системы». Москва — Смоленск, 1973, вып. 2. Авт.: В. А. Веников, Ю. Н. Астахов, Н. И. Зеленохат и др.
7. Веников В. А., Кулебакин В. С. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР. — «Электричество», 1963, № 3.
8. Китаенко Г. И. Повышение частоты переменного тока и нахождение оптимальной частоты для дальнейшей электрификации СССР. — «Электричество», 1965, № 2.
9. Веников В. А., Соколов В. И. О разработке системы электроснабжения промышленных предприятий с двумя名义ными частотами. — «Электричество», 1974, № 6.
10. Горев А. А. К вопросу об устойчивости параллельной работы системы синхронных машин. — «Сборник ЛЭМИ», 1934, № 4.
11. Ботвинник М. М. Асинхронизированная синхронная машина. М., Госэнергоиздат, 1960.
12. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина на переменного тока. М., «Наука», 1969.
13. Дрейфус Л. Коллекторные каскады. М., ОНТИ, 1934.
14. Шакарян Ю. Г. Исследование управляемых машин переменного тока в электрических системах. Автореф. дис. на соиск. учен. степени доктора техн. наук. М., 1974.

Асинхронный режим мощных турбогенераторов

Канд. техн. наук КОГАН Ф. Л., доктор техн. наук МАМИКОНЯНЦ Л. Г.

Введение. Асинхронный режим турбогенераторов с косвенным охлаждением хорошо изучен и давно используется в наших энергосистемах в случае потери турбогенератором возбуждения и для осуществления специальных режимов в аварийных условиях: несинхронного автоматического повторного включения, обеспечения результирующей устойчивости работы турбогенераторов и т. д. Это во многих случаях предотвратило ограничение потребителей и существенно повысило надежность работы отечественных энергосистем [Л. 1 и 2].

Асинхронный режим турбогенераторов с непосредственным охлаждением обмоток, характеризующихся повышенным удельным использованием активных материалов, большим объемом тока в пазу, существенным уменьшением инерционных постоянных и т. п., имеет ряд особенностей, осложняющих его применение. Переход в асинхронный режим высокопользованного турбогенератора при потере возбуждения сопровождается, как правило, большими колебаниями активной мощности, амплитуда которых может превосходить мощность самого турбогенератора, значительным понижением напряжения на шинах собственных нужд энергоблока, недопустимой перегрузкой по току обмоток турбогенератора, а также быстрым нарастанием температуры крайних пакетов сердечника статора и металлических конструктивных элементов, расположенных в зоне лобовых соединений.

Нагрев торцевых элементов статора оказывается столь большим [Л. 3—5 и др.], что именно он, а не нагрев обмотки статора и бочки ротора, определяет принятые директивными материалами ограничение нагрузки турбогенераторов с непосредственным охлаждением в асинхронном режиме без возбуждения значением 40% номинальной в течение 15 мин [Л. 6]. Ведется большая работа по совершенствованию конструкции торцевой зоны турбогенераторов [Л. 4], что независимо от асинхронных режимов необходимо для обеспечения возможности длительной работы турбогенераторов с номинальной нагрузкой при повышенном коэффициенте мощности и в режимах с недовозбуждением.

В статье основное внимание уделяется характеру электромеханических процессов, возникающих в асинхронном режиме современных мощных турбогенераторов, некоторые особенности которых были рассмотрены ранее в [Л. 7].

Причина больших колебаний скольжения и мощности. Известно, что из-за несимметрии ротора по продольной и поперечной осям электромагнитный асинхронных момент, развиваемый турбогенератором, имеет знакопеременные составляющие, изменяющиеся с двойной частотой скольжения. Амплитуда знакопеременного момента особенно велика

при короткозамкнутой обмотке возбуждения (ОВ) вследствие ее одноосности. В связи с существенным понижением максимума характеристики среднего асинхронного момента высокопользованных турбогенераторов указанные колебания повлекли за собой такую большую неравномерность частоты вращения ротора и колебания мощности, отдаваемой в сеть, которое у турбогенераторов с косвенным охлаждением наблюдались только при недопустимо низком напряжении в сети, а в подавляющем большинстве случаев не были для них характерными.

Понижение максимума характеристики асинхронного момента современных машин является прямым следствием уменьшения их удельного активного объема по сравнению с турбогенераторами прежнего исполнения при практически сохранившемся уровне магнитной индукции. Например, длина активной части ротора турбогенератора типа ТВВ-165-2 в 1,6 раза меньше (при несколько меньшем также диаметре бочки) длины активной части ротора турбогенератора типа ТВ2-150-2 равной с ним мощности, но имеющего косвенное охлаждение обмоток. Активная длина ротора турбогенератора типа ТВВ-320-2, имеющего в 2 раза большую мощность, не только не больше, но даже несколько меньше, чем у турбогенератора типа ТВ2-150-2 при том же диаметре бочки и т. д. Увеличение реактивных сопротивлений современных турбогенераторов также является следствием их конструктивных изменений и обуславливает уменьшение максимума развиваемого асинхронного момента.

На рис. 1 для качественного сравнения приведены расчетные статические характеристики асинхронного момента турбогенераторов с косвенным охлаждением типа Т2-25-2 и ТВ2-150-2, а также высокопользованного турбогенератора типа ТВВ-165-2. Расчет проведен в соответствии с формулой [Л. 8]. Сплошными линиями показаны огибающие знакопеременной составляющей момента; M_t — характеристика момента турбины при степени неравномерности регулирования $\sigma = 4\%$.

Из сопоставления приведенных характеристик, очевидно, что колебания скольжения при работе в асинхронном режиме турбогенераторов с косвенным охлаждением при нормальном уровне напряжения в сети не могут быть большими, поскольку характеристика асинхронного момента с учетом его колебаний остается намного выше M_t . Напротив, максимум характеристики асинхронного момента высокопользованного турбогенератора при большой нагрузке оказывается либо все время ниже, либо периодически (с двойной частотой скольжения) то выше, то ниже M_t . Это и приводит в области относительно малых средних скольжений

15. Rauhut P. Netzkupplungsumformer — insbesondere für Bahnen. — «BBC — Mit.», 1970, № 11.

16. Doste W. Moderne Umformeranlagen zur Versorgung von 60 Hz—Netzen. — «AEG—Mit.», 1961, № 7/8.

17. Betz H. Der Netzkupplungsumformer Neu-Ulm, eine Anlage zur Stromversorgung der Deutschen Bundesbahn. — «AEG—Mit.», 1973, № 7.

18. Vau G. Das Energieversorgungssystem für den Prototypenbeschleuniger des CERN-28-GeV-Synchrotrons. — «Siemens Zeitschrift», 1971, № 2.

19. Vau G. Gepulste Stromversorgungen großer Leistungen für Kernfusionen. — «Siemens Zeitschrift», 1975, № 9.

к большой неравномерности частоты вращения ротора, что усугубляется существенным уменьшением инерционных постоянных современных турбоагрегатов по сравнению со старыми агрегатами, а так-

же к большим колебаниям мощности, отдаваемой турбогенератором в сеть.

Из-за инерционности регулирования турбины динамические характеристики, как известно, существенно отличаются от статических. Это отличие тем больше, чем больше скорость изменения скольжения ротора, и для качественного рассмотрения на рис. 1 условно показано линиями M'_T . Известно также, что динамические ($ds/dt \neq 0$) характеристики синхронной машины тоже могут значительно отличаться от статических и что это отличие при прочих равных условиях тем больше, чем больше магнитная инерция контуров машины, чем большее ускорение и чем более резко должна изменяться запасенная контурами магнитная энергия в результате изменения скорости [Л. 9]. Эти обстоятельства способствуют еще большему увеличению колебаний скольжения и мощности.

Вследствие указанных выше причин колебания скольжения в асинхронном режиме сильно нагруженного высокоиспользованного турбогенератора могут более чем на порядок превышать колебания скольжения турбогенераторов с косвенным охлаждением. Из этого, в частности, следует, что при уточненном математическом анализе асинхронного режима высокоиспользованных турбогенераторов, необходимым для решения многих практических задач, уже нельзя, как это было принято в большинстве предшествующих работ, пренебречь периодическими ускорениями и замедлениями ротора агрегата.

Методика исследований. Анализ асинхронного режима высокоиспользованных турбогенераторов проведен с помощью АВМ и на основе натурных испытаний. Главным объектом исследования являлся турбогенератор, работающий через промежуточное сопротивление на шины бесконечной мощности. Для математической модели турбогенератора были применены полные уравнения Горева — Парка при общепринятой идеализации машины. В связи с отмеченной выше большой колебательностью процесса особое внимание было удалено моделированию массивной бочки ротора. При ее представлении одним эквивалентным демпферным контуром в каждой оси с неизменными параметрами, определяемыми по каталогным данным, процесс неприемлемо искажается, отличаясь от натурного не только количественно, но и качественно, так как массив ротора в такой расчетной модели оказывает гораздо большее демпфирующее воздействие, чем в самом деле. При замкнутой ОВ это может привести к получению почти на порядок меньших, чем в натуре, колебаний скольжения и активной мощности, а при разомкнутой цепи ОВ напряжение на ее зажимах оказывается существенно (иногда в 2 раза) меньше фактического из-за меньшего, чем в действительности среднего скольжения. Поэтому при исследовании на АВМ бочка ротора представлялась тремя эквивалентными контурами в каждой оси [Л. 10].

При периодических изменениях частоты вращения ротора в широких пределах существенное влияние на процесс оказывает система автоматического регулирования скорости турбины. Поэтому расчетная модель должна достаточно полно отражать осо-

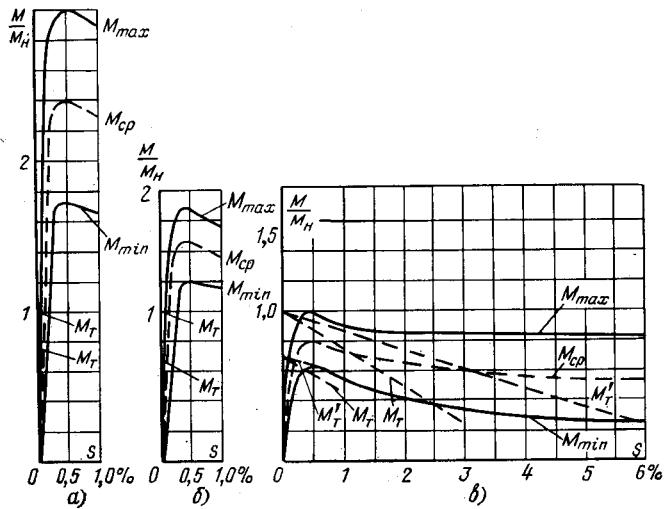


Рис. 1. Расчетные статические асинхронные характеристики турбогенераторов при короткозамкнутой ОВ.

а — Т2-25-2, включенный непосредственно на шины номинального напряжения; б — ТВ2-150-2, включенный на сборные шины через блочный трансформатор ($x_t=0.13$); в — ТВВ-165-2, включенный на сборные шины через блочный трансформатор ($x_t=0.13$).

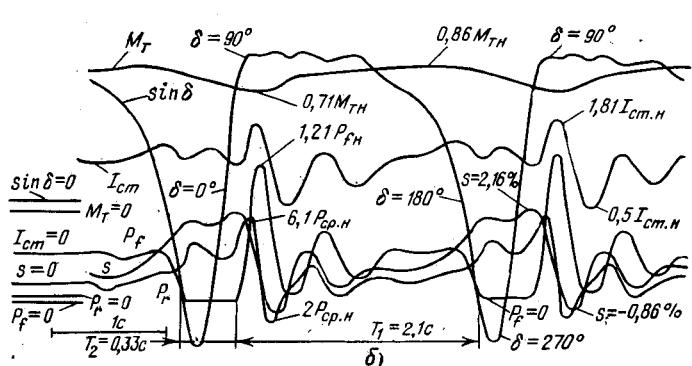
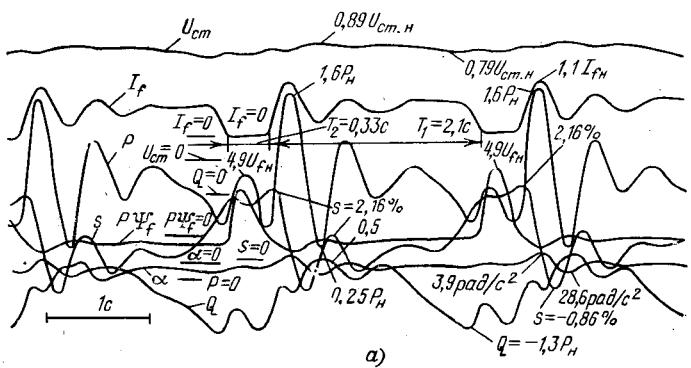


Рис. 2. Процесс асинхронного режима, полученный на АВМ для турбогенератора с параметрами ТВВ-200-2 при замыкании ОВ на вентили и средней нагрузке в асинхронном режиме, равной 0,82 номинальной.

а — осциллограф № 1; б — осциллограф № 2.

бенностями САР турбины либо, как это сделано, например, в [Л. 10], учитывать наиболее важные для предпринятого анализа параметры настройки САР, вариация которых позволяет оценить их влияние на характер асинхронного режима турбогенератора.

Были проведены натурные испытания в асинхронном режиме нескольких мощных высокопользованных турбогенераторов с автоматической регистрацией (помимо электрических параметров режима) мгновенной частоты вращения ротора, внутреннего угла генератора и перемещения регулирующих органов турбины. Каждый из испытуемых генераторов был присоединен через блочный трансформатор к шинам электростанции. Испытания проводились при различной активной нагрузке и замыкании ОВ испытуемого турбогенератора на шунтирующее сопротивление, якорь электромашинного возбудителя, вентили и разомкнутой ОВ. Проводились опыты при различном уровне развозбуждения турбогенератора с введенным и отключенным АРВ. Это позволило во всех случаях уточнить характер движения ротора, определить пределы колебаний скольжения, величину периодических ускорений и обеспечило получение необходимой информации для уточнения математической модели и проверки расчетных данных. Сопоставление расчетных и экспериментальных данных подтвердило достоверность принятой математической модели.

В [Л. 10] проанализировано влияние на характер асинхронного режима турбогенератора значения сопротивления, шунтирующего ОВ, а также уточнено распределение потерь в контурах ротора с учетом неравномерности вращения. Ниже рассматривается асинхронный режим турбогенератора с вентильной системой возбуждения.

Особенности режима при замыкании ОВ на вентили. Такой режим может возникнуть в результате полного развозбуждения турбогенератора либо из-за уменьшения уровня возбуждения ниже некоторой критической величины. Рассмотрим его особенности сначала при полном развозбуждении турбогенератора.

На рис. 2 представлена осциллограмма, снятая на АВМ для турбогенератора с параметрами ТВВ-200-2 при средней нагрузке в асинхронном режиме 0,82 номинальной и замыкании ОВ на вентили. Воздействие на режим серийной обмотки возбуждения высокочастотного возбудителя в данном случае не учитывалось, о ее влиянии говорится ниже. При осциллографировании регистрировались: активная P и реактивная Q мощности турбогенератора, напряжение статора U_{ct} , ток в ОВ I_f , скольжение ротора s и его ускорение α , момент турбины M_t , ток статора турбогенератора I_{ct} , потери, выделяемые в ОВ, p_f и суммарные потери в роторе p_r . Изменение внутреннего угла генератора контролировалось по его $\sin \delta$, а для определения напряжения на разомкнутых зажимах ОВ при запирании вентиля записывалась производная от потокосцепления ОВ $r\phi_f$. На рис. 2 приведена часть осциллограммы в середине процесса. Ниже дается описание на основании осциллограмм, полученных как на АВМ, так и экспериментально.

При открытых вентилях тормозящий асинхронный момент обусловливается индуцированными токами, протекающими в бочеке ротора и в ОВ. С поворотом ротора относительно поля статора и изменением полярности напряжения, приложенного к вентилям, они запираются, и ОВ оказывается разомкнутой¹.

В течение части каждого периода скольжения при открытых вентилях процесс идет аналогично тому, как это имеет место в асинхронном режиме с короткозамкнутой ОВ. Вследствие односторонности последней индуцированный в ней ток по мере поворота ротора относительно поля статора уменьшается до нуля, при этом уменьшается тормозящий момент и увеличивается скольжение.

Если бы при прохождении I_f через нуль не происходило запирания вентиляй, то, как и при короткозамкнутой ОВ, повторился бы полупериод, аналогичный первому, но при отрицательном I_f . При этом скольжение, достигшее к моменту $I_f=0$ большего значения, быстро уменьшалось бы (с затухающими колебаниями) благодаря появлению вновь тормозного действия от токов в ОВ. Но поскольку при $I_f=0$ вентили запираются, этого не происходит, и скольжение до момента открытия вентиляй остается высоким.

С дальнейшим поворотом ротора относительно поля статора к вентилям вновь прикладывается напряжение в проводящем для них направлении. При этом они открываются, цепь ОВ замыкается² и по ней вновь протекает индуцированный ток, вследствие чего асинхронный момент возрастает, и скольжение ротора уменьшается. Затем характер процесса повторяется в новом цикле.

Вследствие вышеизложенного характер колебаний параметров повторяется в данном случае не дважды за период скольжения, т. е. за один оборот ротора относительно поля статора, как при короткозамкнутой ОВ, а один раз в каждом периоде. При этом периодические ускорения и замедления ротора, а также амплитуда колебаний мощности в асинхронном режиме с замыканием ОВ на вентили оказываются практически такими же, как и в асинхронном режиме с короткозамкнутой ОВ при аналогичной нагрузке.

На основании данных, полученных с помощью АВМ, на рис. 3 построены зависимости пределов колебаний основных параметров режима от средней нагрузки, которая устанавливалась в асинхронном режиме турбогенератора с замыканием ОВ на вентили, а ниже приведено соотношение частей периода скольжения при открытых T_1 и запертых T_2 вентилях (средняя нагрузка в соответствии с [Л. 7]).

¹ На АВМ процесс моделировался с помощью физического вентиля, при запирании которого сопротивление цепи ОВ увеличивалось в 100 раз.

² Рассмотрение в данном случае проводится для неуправляемых вентиляй. При управляемых вентилях и сохранении управляемых импульсов процесс протекает принципиально аналогично, а при исчезновении управляемых импульсов ОВ остается разомкнутой, поскольку вентили заперты независимо от направления приложенного к ним напряжения.

определялась как

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt.$$

С увеличением исходной нагрузки от 40 до 100% и уменьшением при этом периода скольжения T в 5 раз часть этого периода T_1 при открытых вентилях уменьшилась в 4,5 раза, а T_2 при запертых вентилях — в 11 раз, так как скольжение в этой части периода значительно возросло.

$P_{\text{исх}}$	$P_{\text{ак (ср)}}$	$T_1, \text{с}$	$T_2, \text{с}$	$T, \text{с}$	T_1/T_2
$0,4P_{\text{н}}$	$0,36P_{\text{н}}$	9,55	4,25	13,8	2,25
$0,6P_{\text{н}}$	$0,55P_{\text{н}}$	5,5	1,5	7,0	3,7
$0,8P_{\text{н}}$	$0,69P_{\text{н}}$	3,11	0,74	3,85	4,2
$P_{\text{н}}$	$0,82P_{\text{н}}$	2,1	0,33	2,5	5,25

Часть периода T_1 практически равна по времени полупериоду скольжения турбогенератора с короткозамкнутой ОВ при аналогичной нагрузке, но в связи с указанным выше большим скольжением в течение части периода T_2 среднее скольжение при замыкании ОВ на неуправляемые вентили оказывается при большой нагрузке почти в 2 раза выше, чем при короткозамкнутой ОВ. Поэтому не только величина, но и периодичность колебаний параметров в асинхронном режиме с замыканием ОВ на вентили оказывается практически такой же, как

в асинхронном режиме с короткозамкнутой ОВ при равной нагрузке, несмотря на то, что эти колебания, как указано выше, происходят в первом случае один раз, а во втором дважды за период скольжения.

В то же время потери в роторе в асинхронном режиме при замыкании ОВ на вентили (рис. 3,г) оказываются примерно вдвое большими, чем в асинхронном режиме с короткозамкнутой ОВ при равной нагрузке. А так как скольжение максимально при запертых вентилях, когда в ОВ ток не протекает, то основная часть этих потерь выделяется в массиве, клиньях и торцевых частях ротора. Из рис. 3,г видна большая крутизна кривой возрастания потерь в области больших нагрузок.

Следует обратить внимание на то, что при одинаковой исходной нагрузке турбогенератора потери в массиве ротора в асинхронном режиме с замыканием ОВ на вентили оказываются даже больше, чем при разомкнутой ОВ. Это связано с тем, что в первом случае система регулирования турбины не может без внешнего вмешательства разгрузить турбогенератор в такой же степени, как во втором, из-за периодического увеличения максимума асинхронного момента при каждом открытии вентиляй. Таким образом, как с точки зрения возникающих колебаний скольжения и мощности, так и с точки зрения потерь, выделяющихся в массивных частях ротора, асинхронный режим с замыканием ОВ на вентили является наиболее неблагоприятным и требует немедленного принятия специальных мер по разгрузке турбогенератора до допустимого уровня.

Амплитуда напряжения, возникающего на разомкнутых зажимах ОВ при периодическом запирании вентиляй, в пределах изменения мгновенных значений скольжения до 2% (по мере увеличения нагрузки в асинхронном режиме) растет практически пропорционально скольжению. При больших значениях скольжения проявляется эффект экранирования ОВ за счет вытеснения тока и потока в бочке ротора [Л. 3]. Поэтому амплитуда напряжения больше не возрастает, а при скольжениях выше 7% может даже уменьшиться.

Исходя из полученных и опубликованных по этому поводу данных [Л. 5 и 11], напряжение, возникающее на зажимах ОВ при запирании вентиляй, не превышает $5i_{\text{fl}}$. Примерно такое же напряжение возникает на зажимах ОВ при отключении автомата гашения поля. Однако следует учитывать, что в асинхронном режиме с замыканием ОВ на вентили это напряжение возникает многократно, поэтому и с этой точки зрения также требуется ускорение разгрузки турбогенератора при переходе в асинхронный режим.

Влияние серийной обмотки возбуждения возбудителя. Часть высокоиспользованных турбогенераторов работает с высокочастотным возбудителем, серийная обмотка возбуждения которого включена последовательно с ОВ турбогенератора и обеспечивает положительную обратную связь возбудителя по протекающему в ней току. Это обусловливает в асинхронном режиме периодическое возбуждение при каждом открытии вентиляй. При этом в ОВ помимо тока, индукируемого в результате скольжения, протекает вынужденный ток от

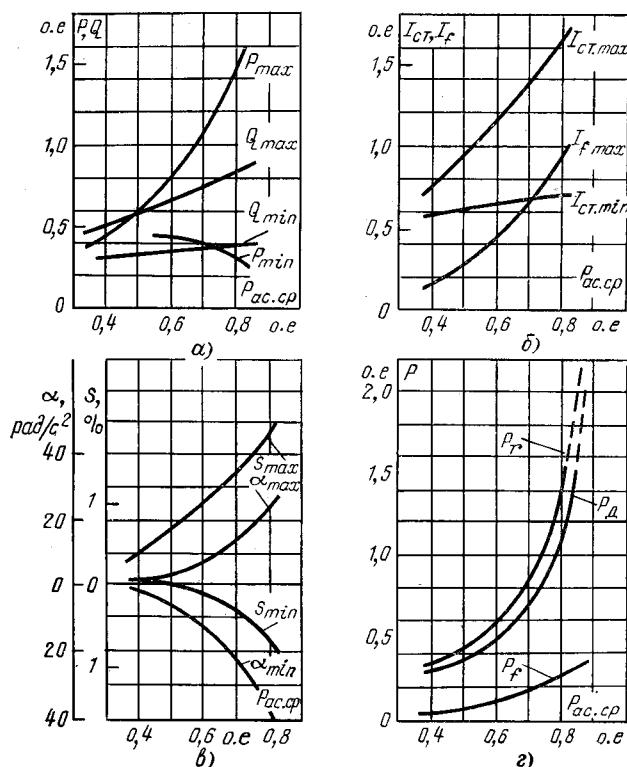


Рис. 3. Зависимость колебаний параметров и величины потерь в роторе от нагрузки в асинхронном режиме с замыканием ОВ на вентили.

а — пределы колебаний активной и реактивной мощности; б — пределы колебаний тока в обмотках статора и ротора; в — пределы колебаний скольжения и ускорений ротора; г — потери в роторе P_r и их составляющие в бочке ротора P_D и обмотке возбуждения генератора P_f .

Основные параметры асинхронного режима турбогенератора при наличии серийной обмотки возбуждения высокочастотного возбудителя и при отключенном АРВ

Параметры режима	Данные полученные на АВМ	Данные, полученные в опыте с турбогенератором типа ТВБ-200-2
$P_{ac,sp}$	$0,92 P_n$	190 МВт ($0,95 P_n$)
T_1 , с	6,6	10,25
T_2 , с	0,19	0,25
T , с	6,8	10,5
T_1/T_2	35	42
P , отн. ед./МВт	1,75—(-0,16)	$\frac{1,6-0,025}{320-5}$
Q , отн. ед./($MV \cdot A$)	1,28—(0,33)	$\frac{1,22-0,47}{285-110}$
I_{ct} , отн. ед./кА	2,74—0,47	$\frac{2,6-0,75}{22,5-6,5}$
U_{ct} , отн. ед./кВ	0,66—0,84	$\frac{0,68-0,89}{10,7-14}$
I_f , отн. ед./А	1,75—0	$\frac{1,41-0}{3750-0}$
s , %	3,0—(-1,87)	2,96—(-1,5)
α , рад/с ²	50—(-55,7)	50—(-40)
$U_{f\max}$, отн. ед./В	5,7	$\frac{3,9}{1250}$
p_r , отн. ед./кВт	1,0	$\frac{0,55}{420}$
p_f , отн. ед./кВт	0,68	$\frac{0,4}{297}$
p_D , отн. ед./кВт	0,32	$\frac{0,15}{123}$

возбудителя, создающий синхронизирующий момент, что приводит к значительному уменьшению скольжения при открытии вентиляй, а следовательно, частоты колебаний мощности и потерь в бочке ротора. Амплитуда колебаний параметров, особенно тока ротора и статора, при этом увеличивается. Сказанное подтверждается сопоставлением данных, приведенных в таблице, с данными рис. 3.

Асинхронный режим при включенном АРВ. В связи с участившейся необходимостью длительной работы турбогенераторов с недовозбуждением увеличилась вероятность выпадения отдельных турбогенераторов из синхронизма с большой нагрузкой при сохранении возбуждения на определенном уровне и включенном автоматическом регуляторе возбуждения. В этом случае при открытых вентилях в ОВ помимо индуцированного тока протекает вынужденный ток возбудителя, значение которого не остается неизменным, а зависит от характера изменения параметров, на которые реагирует АРВ.

Специальные исследования на АВМ, электродинамической модели и при натурных испытаниях показали, что если составляющая тока возбуждения недостаточна для удержания машины в синхронизме при данной нагрузке, то при возникновении асинхронных проворотов ротора относительно поля собственного статора I_f обязательно проходит через нуль, а при наличии в цепи ОВ вентиляй они периодически запираются. При натурных испыта-

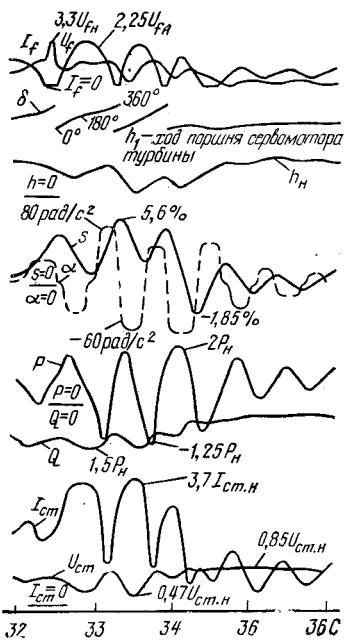
ниях такой режим может быть осуществлен, например, путем постепенного снижения уставки АРВ.

На рис. 4 показана часть (в пределах одного цикла) экспериментальной осциллограммы асинхронного режима турбогенератора типа ТВБ-200-2, присоединенного через повышающий трансформатор к шинам ГРЭС, включенной в мощную энергосистему. Помимо испытуемого на электростанции находились в работе еще четыре турбогенератора такой же мощности с включенными АРВ. Испытуемый турбогенератор был переведен в асинхронный режим при номинальной нагрузке путем снижения уставки АРВ с помощью установочного автотрансформатора. На рис. 4 представлен один из трех полученных в опыте аналогичных циклов с отсчетом на 32 с от момента включения осциллографов. Скольжение достигало 6,1%, размах колебаний мощности более чем в три раза превышал номинальную мощность турбогенератора, ускорения ротора достигали 80 рад/с², напряжение статора периодически кратковременно оказывалось меньше 50% номинального, а ток статора достигал кратности 3,7 по отношению к номинальному.

Причина этих явлений связана с тем, что в диапазоне изменения внутреннего угла генератора $\pi < \delta < 2\pi$ синхронизирующий момент, обусловленный током от возбудителя, протекающим до момента запирания вентиляй, является ускоряющим. В то же время АРВ из-за понижения напряжения статора увеличивает возбуждение возбудителя, при этом ток в ОВ, а следовательно, и ускоряющий момент увеличиваются. В этих условиях скольжение ротора достигало такого большого значения, что генератор не мог втянуться в синхронизм, несмотря на то, что ток в ОВ при открытии вентиляй увеличивался до 6 кА ($I_{fh}=2650$ А), и процесс повторился трижды.

Из-за инерционности регулирования (см. кривые изменения скольжения и хода поршня сервомотора на рис. 4) и наличия паровых объемов за регулирующими клапанами нагрузка турбогенератора при резком увеличении скольжения уменьшалась с определенным запаздыванием. По мере уменьшения паропуска ротор тормозился, скольжение кратковременно становилось отрицательным, а затем в течение 10—12 с составляло 0,5—1%. Но при уменьшении частоты

Рис. 4. Часть экспериментальной осциллограммы асинхронного режима турбогенератора типа ТВБ-200-2 при развозбуждении до выпадения из синхронизма с номинальной нагрузкой и включенным АРВ.



вращения ротора регулирование вновь увеличивало паропуск, и процесс повторялся в новом цикле.

Следует добавить, что при указанных выше значениях скольжения в бочке ротора при запирании вентиляй индукируются очень большие токи, протекающие в ее поверхностном слое и замыкающиеся по торцам бочки через бандажные кольца. Бандажные кольца отечественных мощных турбогенераторов надеваются на бочку ротора с таким натягом, что разъединительная частота вращения лежит в пределах 3200—3600 об/мин [Л. 4]. Поэтому, учитывая определенную вероятность близости разъединительной частоты вращения бандажного кольца конкретного турбогенератора к нижнему пределу указанного диапазона, следует считаться с тем, что если в конструкции ротора отсутствует специальная изолирующая прокладка между бочкой и носиком бандажа, то в описанных выше обстоятельствах возможно нарушение контактов и возникновение микродуг между торцом бочки ротора и носиком бандажных колец, способных вызвать повреждение посадочных мест бандажей.

Таким образом, асинхронный режим турбогенератора с включенным АРВ при большой нагрузке является чрезвычайно тяжелым и не должен допускаться. В [Л. 5] английскими специалистами приведен без анализа пример осциллограммы процесса при ресинхронизации турбогенератора мощностью 120 МВт путем подачи возбуждения при включенном АРВ. Эта осциллограмма как качественно, так и количественно (в относительных единицах) практически идентична приведенной на рис. 4 осциллограмме для турбогенератора типа ТВВ-200-2 и осциллограмме, полученной нами в опыте с турбогенератором типа ТВВ-165-2. Эти данные убедительно показывают недопустимость попыток персонала ресинхронизировать турбогенератор без снижения нагрузки по меньшей мере до 60% номинальной. При разгрузке турбогенератора до этого уровня указанных выше явлений не происходит, и машина успешно ресинхронизируется без опасности ее повреждения.

Мероприятия по сохранению энергоблоков в работе. В связи с рассмотренными особенностями асинхронного режима современных мощных высоконапряженных турбогенераторов и значительным уменьшением их перегрузочной способности по сравнению с машинами прежнего исполнения стало необходимым повсеместное внедрение практических мероприятий для предотвращения повреждения мощных турбогенераторов и сохранения их в работе в случае потери возбуждения, когда это допустимо по условиям энергосистемы.

Если специальная защита от асинхронного режима для турбогенераторов с косвенным охлаждением не требовалась, а при переходе такого турбогенератора в асинхронный режим персонал мог разгружать его до 60—70% номинальной нагрузки, и этот режим, как правило, не представлял опасности ни для турбогенератора, ни для энергосистемы, то возникновение асинхронного режима мощного высоконапряженного турбогенератора создает аварийную ситуацию и требует специальной защи-

ты для немедленной разгрузки такого турбогенератора до допустимого уровня или для его отключения от сети. В противном случае турбогенератор может быть поврежден. Кроме того, может быть нарушена работа механизмов собственных нужд энергоблока, а рассмотренные выше большие периодические колебания мощности в условиях пониженного напряжения в сети из-за потребления перешедшим в асинхронный режим турбогенератором большой реактивной мощности вызывают качания соседних машин и создают опасность их выпадения из синхронизма, особенно при слабых связях или при работе системы на пределе статической устойчивости.

Основными направлениями в разработке необходимых мероприятий являются:

совершенствование и установка специальных устройств, выявляющих возникновение асинхронного режима турбогенератора и надежно отличающих этот режим от других аварийных режимов в энергосистеме (коротких замыканий, синхронных качаний, асинхронного хода в системе и т. д.);

осуществление быстрой автоматической разгрузки агрегата до заданного уровня, допустимого по условиям работы турбогенератора без возбуждения, а в случае необходимости — автоматического отключения его от сети;

осуществление автоматического переключения ОВ (при потере возбуждения по любой причине) на 5—10-кратное гасительное сопротивление;

обеспечение сохранения в работе механизмов собственных нужд энергоблока;

широкое ознакомление эксплуатационного персонала с особенностями асинхронного режима высоконапряженных турбогенераторов и корректировка в этой части оперативных инструкций;

осуществление мероприятий, сокращающих случаи потери возбуждения или позволяющих ускорить его восстановление.

Необходимо обеспечить повсеместное внедрение указанных мероприятий на действующих и проектируемых электростанциях. В данной статье остановимся еще на одной важной проблеме рассматриваемого круга вопросов.

Выше уже указывалось, что в соответствии с действующими директивными материалами [Л. 6 и 12] работа высоконапряженных турбогенераторов в асинхронном режиме без возбуждения допускается в настоящее время при нагрузке не более 40% номинальной в течение 15 мин. Однако современные энергоблоки не приспособлены к быстрой и столь глубокой разгрузке турбоагрегата. В связи с этим персонал электростанций при переходе крупных турбогенераторов в асинхронный режим иногда или сразу отключает их от сети, не считаясь с положением в энергосистеме, или, наоборот, пытается ресинхронизировать турбогенератор подачей возбуждения от рабочего или резервного источника, не снижая нагрузки, а это, как указывалось выше, создает опасность повреждения турбогенератора. Отключение блоков при быстрой глубокой разгрузке происходит в практике эксплуатации иногда и независимо от персонала — аварийной автоматикой из-за нарушения режима работы котла или турбины.

Быстрая разгрузка турбоагрегата не до 40, а до 60% номинальной оказалась бы легче и практически исключила бы вероятность аварийного отключения энергоблока, однако работа высоконаправленных турбогенераторов в течение 15 мин с нагрузкой 60% номинальной не может быть разрешена из-за недопустимого увеличения температуры крайних пакетов стали сердечника и металлических конструктивных элементов в зоне лобовых соединений обмотки статора. В то же время ток статора при нагрузке 60% номинальной не превышает 110% номинального, а общие потери в роторе оказываются значительно меньше номинальных потерь и, как показал ряд экспериментальных исследований [Л. 3, 5 и др.], не вызывают при такой нагрузке опасных нагревов.

С другой стороны, в цепях возбуждения турбогенераторов в настоящее время, как правило, устанавливаются дистанционно управляемые автоматы, что дает возможность выполнить схему, позволяющую осуществить все операции по переводу турбогенератора на возбуждение от резервного возбудителя (включая его пуск в аварийных условиях) за 2—3 мин. Раньше в цепях возбуждения устанавливались только разъединители, и такая возможность отсутствовала.

В свете сказанного представляется целесообразным особо рассмотреть вопрос об изменении установленного в настоящее время норматива и о разрешении работы высоконаправленных турбогенераторов в асинхронном режиме с нагрузкой не выше 60% номинальной в течение 3—4 мин. За это время температура торцевых частей статора турбогенератора не превысит допустимую. Работа мощного турбогенератора с такой нагрузкой целесообразнее, естественно, и для энергосистемы, а ресинхронизация происходит безболезненно. Устройства автоматизации разгрузки турбогенератора при его переходе в асинхронный режим должны быть при этом дополнены реле времени, обеспечивающим отключение турбогенератора от сети в случае, если по прошествии 3—4 мин он не будет ресинхронизирован.

Результаты исследований, изложенные в статье, проверены экспериментально на турбогенераторах типа ТВВ-165-2, ТВВ-200-2 и ТВВ-320-2. Актуальным является тщательное исследование асинхрон-

ного режима турбогенераторов мощностью 500 МВт и выше, а также более полное уточнение особенностей, которые могут возникать при замыкании ОВ на управляемые вентили.

В заключение следует подчеркнуть, что асинхронный режим синхронных машин всегда изучался не только с целью его практического использования, но и для анализа таких сложных явлений, как асинхронный ход и переходные режимы в энергосистеме. Поэтому особенности асинхронного режима современных мощных высоконаправленных турбогенераторов необходимо учитывать при выработке и внедрении комплекса системных противоаварийных мероприятий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мамиконянц Л. Г., Портной М. Г., Хачатуров А. А. Обобщение опыта применения в энергосистемах асинхронных режимов. — «Электричество», 1965, № 6, с. 1—5.
2. Мамиконянц Л. Г., Сыромятников И. А., Тер-Газарян Г. Н. Исследование специальных режимов работы синхронных машин, выполненные в СССР. — «Электричество», 1965, № 7, с. 5—10.
3. Эксплуатация турбогенераторов с непосредственным охлаждением. М., «Энергия», 1972. 352 с. Авт.: Л. С. Линдорф, Л. Г. Мамиконянц, О. С. Голоднова и др.
4. Глебов И. А., Данилевич Я. Б. Научные проблемы турбогенераторостроения. Л., «Энергия», 1975, 280 с.
5. Asynchronous operation of turbo-generators. CIGRE, 1972, № 11-02. Aut.: T. H. Mason, W. Fairney, I. I. Arnold, M. I. Thelwell.
6. О работе турбогенераторов с непосредственным охлаждением при потере возбуждения. Главтехуправление Минэнерго ССР. Эксплуатационный циркуляр № Э-8/70. М., СЦНТИ ОРГРЭС, 1970. 6 с.
7. Коган Ф. Л. Особенности асинхронного режима высоконаправленных турбогенераторов. — «Электричество», 1974, № 1, с. 38—43.
8. Мамиконянц Л. Г. Токи и моменты вращения, возникающие в синхронной машине при включении ее способом самосинхронизации. — «Труды ВНИИЭ», 1956, вып. 4, с. 9—87.
9. Мамиконянц Л. Г. Токи и моменты асинхронных и синхронных машин при изменении скорости их вращения. — «Электричество», 1958, № 8, с. 54—64.
10. Коган Ф. Л. Влияние гасительного сопротивления на асинхронный режим высоконаправленного турбогенератора. — «Электричество», 1974, № 10, с. 80—83.
11. Глебов И. А., Логинов С. И., Любомирова Г. Б. Исследование перенапряжений на вентилях мощных турбогенераторов в асинхронном режиме и при самосинхронизации. — «Электричество», 1970, № 10, с. 85—86.
12. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей. Главтехуправление Минэнерго ССР, изд. 12. М., «Энергия», 1968.

[10.5.1976]



Сопоставление вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями фильтро-компенсирующего устройства

Канд. техн. наук ДОБРУСИН Л. А., инж. ПАВЛОВИЧ А. Г.

Москва

Проблема повышения качества электрической энергии в распределительных сетях имеет важное народнохозяйственное значение. Возросшая актуальность ее за последние годы в значительной степени обусловлена интенсификацией процесса роста мощности потребителей несинусоидального тока,

среди которых наибольшее распространение получили тиристорные преобразователи. Характерной чертой тиристорных преобразователей является генерация в сеть широкого спектра гармоник тока одновременно с потреблением реактивной мощности. В этой связи возникает потребность в создании

специальных средств повышения качества электроэнергии, предназначенных для компенсации воздействий тиристорных преобразователей на питающую сеть, — фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ).

Анализ схем ФКУ выполнен в [Л. 1]. Показано, что лучшими технико-экономическими характеристиками обладает схема ФКУ, состоящая в общем случае из ряда параллельных цепей: резонансных фильтров высших гармоник; батареи конденсаторов, подключаемой непосредственно к сети; управляемого реактора. В статье рассматриваются вопросы, связанные с выбором целесообразного варианта распределения реактивной мощности между конденсаторами параллельных цепей ФКУ.

Исходные положения и алгоритм расчета параметров ФКУ. В соответствии с характером воздействия тиристорных преобразователей на питающую сеть, ФКУ должны осуществлять две основные функции: компенсировать реактивную мощность, потребляемую преобразователем, и фильтровать высшие гармоники тока, генерируемые преобразователем.

Величина реактивной мощности ФКУ обычно определяется из условия повышения коэффициента мощности в узле системы электроснабжения до требуемого нормативного значения:

$$Q_{\Phi K} = S_1 \cos \varphi_2 (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2), \quad (1)$$

где $Q_{\Phi K}$ — реактивная мощность ФКУ; φ_1 — угол сдвига фаз до компенсации; φ_2 — угол сдвига фаз после компенсации, соответствующий нормативному значению коэффициента мощности; S_1 — полная мощность нагрузки при нормативном значении коэффициента мощности.

В целях создания условий для эффективной фильтрации высших гармоник тока вентильной нагрузки реактивная мощность $Q_{\Phi K}$ должна быть распределена между конденсаторами параллельных цепей ФКУ так, чтобы обеспечить коэффициент несинусоидальности напряжения согласно заданным нормам. Возможны два варианта схемы распределения. Во-первых, схема с резонансными цепями (РЦ), настроенными на частоты превалирующих гармоник тока вентильной нагрузки. Во-вторых, схема, включающая, помимо РЦ, батарею параллельных конденсаторов (ПК), которая выполняет роль фильтра частот, превышающих частоты настройки РЦ [Л. 2].

Количество РЦ, необходимое для обеспечения нормативной несинусоидальности напряжения, зависит от ряда факторов: частотного спектра тока и мощности вентильной нагрузки; реактанса системы, примыкающей к узлу подключения ФКУ; реактивной мощности ФКУ. В зависимости от сочетания этих факторов оказывается целесообразным применить тот или другой вариант схемы распределения, причем выбор в пользу одного из вариантов производится на основе экономических критериев, например, минимума установленной мощности конденсаторов, минимума массы или стоимости оборудования, минимума затрат и т. д.

Исходными данными для выбора числа параллельных цепей и распределения между ними реактивной мощности $Q_{\Phi K}$ являются U_{sn} — фазное зна-

чение номинального напряжения питающей сети, I_n — фазные значения высших гармоник тока вентильной нагрузки; x_s — индуктивное сопротивление системы, примыкающей к узлу подключения ФКУ, q_v — добротность РЦ, настроенных на v -е гармоники.

Рассмотрим алгоритм расчета ФКУ, состоящего только из РЦ. Поиск необходимого числа РЦ осуществляется перебором вариантов. В качестве исходного принимается вариант, представляющий собой одну РЦ, настроенную на частоту, низшую из спектра гармоник тока вентильной нагрузки. Если одного звена недостаточно, чтобы обеспечить требуемую несинусоидальность напряжения, добавляется РЦ, настроенная на частоту следующей гармоники тока спектра и т. д.

Расчет проводится в следующей последовательности. Вначале находятся реактивные мощности каждой РЦ:

$$Q_v = k_v Q_{\Phi K}, \quad (2)$$

где Q_v — реактивная мощность звена v -й гармоники; k_v — коэффициент распределения реактивной мощности между РЦ; v — номер гармоники, на которую настроена РЦ.

Затем рассчитываются следующие параметры.

1. Емкостные и индуктивные сопротивления РЦ на основной частоте:

$$x_{Cv} = \xi_v \frac{3U_{sn}^2}{Q_v}, \quad x_{Lv} = \frac{x_{Cv}}{v^2}, \quad (3)$$

где x_{Cv} , x_{Lv} — емкостное и индуктивное сопротивление РЦ v -й гармоники.

2. Проводимость системы (с учетом подключения ФКУ) на частотах высших гармоник тока вентильной нагрузки

$$Y_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad (4)$$

где

$$A_n = \sum_{v=v_1}^{v_l} \frac{x_{Lv} q_v}{\left(\frac{n^2 - v^2}{n v^2} x_{Cv} \right)^2 + (x_{Lv} q_v)^2}, \quad (5)$$

$$B_n = - \sum_{v=v_1}^{v_l} \frac{\frac{n^2 - v^2}{n v^2} x_{Cv}}{\left(\frac{n^2 - v^2}{n v^2} x_{Cv} \right)^2 + (x_{Lv} q_v)^2} - \frac{1}{n x_s}, \quad (6)$$

n — номер гармоники, для которой рассчитывается проводимость системы; v_1 , v_l — номера гармоник, соответствующие частотам настройки первой и последней (l -й) РЦ.

3. Коэффициент несинусоидальности напряжения

$$k_{n,n} = \frac{\sqrt{\sum_{n=n_1}^{n_k} I_n Y_n}}{U_{sn}}, \quad (7)$$

где n_1 — номер низшей из спектра гармоник тока вентильной нагрузки; n_k — номер последней гармоники тока, которая учитывается в расчете; U_{sn} —

эффективное значение основной гармоники напряжения сети.

Далее выполняется сравнение расчетного $k_{\text{н.п.расч}}$ и требуемого $k_{\text{н.п.треб}}$ значений коэффициента несинусоидальности. Если $k_{\text{н.п.расч}} > k_{\text{н.п.треб}}$, то добавляется еще одна РЦ, и расчет по формулам (2)–(7) повторяется; если $k_{\text{н.п.расч}} < k_{\text{н.п.треб}}$, то число звеньев считается выбранным.

После выбора числа звеньев определяются напряжения и токи в элементах РЦ.

1. Эффективные значения напряжения, эквивалентные по воздействию на конденсатор реальным несинусоидальным напряжениям

$$U_{C_v} = \sqrt{\left(\xi_v U_{s1}\right)^2 + \sum_{n=n_1}^{n_k} \frac{1}{n} (I_{vn} x_{Cv})^2}, \quad (8)$$

где I_{vn} — ток n -й гармоники в РЦ v -й гармоники, для которого, в свою очередь, имеем:

$$I_{vn} = \frac{I_n}{v_n \sqrt{\left(\frac{x_{L_v}}{q_v}\right)^2 + \left(x_{Cv} \frac{n^2 - v^2}{n^2}\right)^2}}. \quad (9)$$

2. Эффективное значение токов в РЦ

$$I_v = \sqrt{\left(\xi_v \frac{U_{s1}}{x_{Cv}}\right)^2 + \sum_{n=n_1}^{n_k} (I_{vn})^2}. \quad (10)$$

Параметры конденсаторов для РЦ должны удовлетворять условиям:

$$U_{C_{vn}} \geq U_{Cv}; \quad (11)$$

$$I_v \leq 1,3 \frac{U_{C_{vn}}}{x_{Cv}}, \quad (12)$$

где $U_{C_{vn}}$ — номинальное напряжение конденсатора.

Остановимся на подходе к выбору значений коэффициента распределения реактивной мощности между РЦ k_v .

Как показывают расчеты вариации значений k_v в диапазоне 0,1–0,9 в целях минимизации экономических показателей устройства приводят к незначительным изменениям величины искомой функции (например, установленной мощности конденсаторов — не более чем на 6%). В то же время для реализации оптимизированного варианта распределения требуются конденсаторы с номинальными напряжениями, значения которых должны отличаться на 10% и более. Такое решение не может быть осуществлено на практике, так как ряд силовых конденсаторов, выпускаемых промышленностью, по напряжению крайне ограничен. Так, для сетей 380 В в РЦ целесообразно применять конденсаторы лишь одного номинального напряжения — 500 В, для сетей 6,3 кВ — 10 кВ и т. д.

Чтобы конденсаторы с равными номинальными напряжениями работали во всех РЦ в одинаковых условиях, необходимо обеспечить равенство удельных тепловыделений в них. Если допустить, что РЦ обтекается только токами основной и резонансной частот, и пренебречь влиянием углов коммутации на величину гармоник тока, то удельные потери

в конденсаторах РЦ v -й гармоники определяются соотношением

$$p_{Cv} = \frac{P_{Cv}}{P_{Ch}} = \frac{(\xi_v U_{s1})^2 + \frac{1}{v} \left(\frac{I_1}{v} x_{Cv}\right)^2}{U_{Ch}^2}, \quad (13)$$

где p_{Cv} — удельные потери; P_{Cv} — абсолютная величина потерь; P_{Ch} — номинальные потери; I_1 — фазное значение основной гармоники тока вентильной нагрузки.

Учитывая формулу (3), преобразуем (13) к виду:

$$p_{Cv} = \left(\frac{\xi_v U_{s1}}{U_{Ch}}\right)^2 \left(1 + \frac{1}{v^3} \frac{9 I_1^2}{Q_{Cv}^2}\right). \quad (14)$$

На основании (14) можно найти соотношение для расчета коэффициентов распределения реактивной мощности k_v между РЦ ФКУ. Для этого, полагая $\xi_1 = \dots = \xi_p = \xi_q = \xi_l$, по (14) вначале определяем и приравниваем удельные потери для двух любых РЦ (к примеру, v_p и v_q):

$$\frac{1}{v_p^3 Q_{Cv_p}^2} \approx \frac{1}{v_q^3 Q_{Cv_q}^2}, \quad (15)$$

откуда

$$\frac{Q_{Cv_p}}{Q_{Cv_q}} = \frac{\sqrt{1/v_p^3}}{\sqrt{1/v_q^3}}. \quad (16)$$

Затем, выполнив суммирование по v_q от v_1 до v_l

и принимая во внимание, что $\sum_{v_q=v_1}^{v_l} Q_{Cv_q} = Q_{\Phi_K}$, получим:

$$k_v = \frac{Q_v}{Q_{\Phi_K}} = \frac{\sqrt{1/v^3}}{\sum_{v=v_1}^{v_l} 1/v^3}. \quad (17)$$

Формула (17) дает возможность определять долю реактивной мощности каждой РЦ в составе ФКУ при условиях равенства удельных потерь и номинальных напряжений конденсаторов во всех РЦ. Погрешность в определении реактивной мощности, обусловленная принятыми допущениями, не превышает 4%.

Поиск необходимого числа РЦ в схеме ФКУ, содержащей помимо РЦ отдельную батарею ПК, также выполняется путем перебора вариантов. Методика аналогична применяемой для поиска варианта схемы, состоящей только из РЦ. Основное отличие состоит в том, что на первой стадии расчета каждого варианта определяется доля реактивной мощности, которую следует заложить в батарею ПК. Как показано в [Л. 2], применение ПК в составе ФКУ может привести к резонансным усилениям гармоник тока и напряжения. Для исключения этого явления необходимо, чтобы полюс частотной характеристики системы относительно узла подключения ФКУ, обусловленный резонансом токов между реактаном сети и батареей ПК, находился бы в зоне между гармоникой, соответствующей настройке РЦ высшей частоты, и первой следующей гармоникой спектра тока нагрузки. Например, для схемы, состоящей из РЦ 5 и 7-й гармоники и ПК, полюс должен располагаться между 7 и 11-й гармониками.

Формула для определения реактивной мощности ПК может быть найдена из уравнения частотной характеристики системы относительно узла подключения ФКУ:

$$\frac{1}{X_n} = \frac{1}{nx_s} - n \frac{Q_{\text{п.к}}}{3U_{\text{ши}}^2} + n \frac{Q_{\Phi-\text{к}} - Q_{\text{п.к}}}{3U_{\text{ши}}^2} \sum_{v=v_1}^{v_l} \frac{k_v (v^2 - 1)}{n^2 - v^2}, \quad (18)$$

где $\frac{1}{X_n}$ — суммарная проводимость системы; $Q_{\text{п.к}}$ — реактивная мощность ПК.

Принимая во внимание, что на частоте, соответствующей полюсу частотной характеристики, $\frac{1}{X_n} = 0$, получим:

$$Q_{\text{п.к}} = \frac{\frac{3U_{\text{ши}}^2}{nx_s} + nQ_{\Phi-\text{к}} \sum_{v=v_1}^{v_l} \frac{k_v (v^2 - 1)}{n^2 - v^2}}{n \left[1 + \sum_{v=v_1}^{v_l} \frac{k_v (v^2 - 1)}{n^2 - v^2} \right]}. \quad (19)$$

Таким образом, выбор схемы ФКУ с параллельными конденсаторами начинается с расчета варианта, состоящего из РЦ низшей гармоники спектра тока вентильной нагрузки и ПК. По формуле (19), задаваясь номером гармоники, на которой желательно иметь полюс частотной характеристики, определяется реактивная мощность параллельных конденсаторов (например, если РЦ настроена на 5-ю гармонику, то значение гармоники, соответствующей полюсу, выбирается на интервале $5 < n < 7$ и т. д.). Далее находится реактивная мощность, которую следует распределять между РЦ:

$$Q_{\Sigma} = Q_{\Phi-\text{к}} - Q_{\text{п.к}}, \quad (20)$$

где Q_{Σ} — суммарная мощность всех РЦ.

Затем в соответствии с выражениями (2) — (7) выполняется расчет коэффициента несинусоидальности и, если необходимо, переход к следующему варианту, содержащему большее число РЦ.

Параметры конденсаторов находятся по формулам (8) — (10).

Для окончательного выбора схемы определяются установленная мощность, суммарная масса и стоимость конденсаторов и реакторов:

$$\left. \begin{aligned} Q_{C_{\Sigma} \text{ уст}} &= \frac{3U_{\text{ши}}^2}{x_{C_{\Sigma}}}; \quad Q_{L_{\Sigma} \text{ уст}} \approx 3x_{L_{\Sigma}} I^2; \\ G_C &= g_C Q_{\Sigma C}; \quad G_L \approx g_L (Q_{\Sigma L})^{0.75}; \\ U_C &= u_C Q_{\Sigma C}; \quad U_L = u_L G_L; \\ G_{\Sigma} &= G_C + G_L; \quad U_{\Sigma} = U_C + U_L, \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где $Q_{C_{\Sigma} \text{ уст}}$ — установленная мощность конденсаторов резонансных цепей; $Q_{L_{\Sigma} \text{ уст}}$ — установленная мощность фильтровых реакторов; G_C , G_L , U_C , U_L — масса и стоимость конденсаторов и реакторов; $Q_{\Sigma C}$, $Q_{\Sigma L}$ — суммарная установленная мощность конденсаторов и реакторов; G_{Σ} , U_{Σ} — суммарная масса и стоимость си-

лового оборудования; ψ_C — удельная стоимость конденсаторов (руб/квар); ψ_L — удельная стоимость реакторов (руб/квар); g_C , g_L — масса (кг) соответственно конденсаторов и реакторов на 1 кварт (g_L определяется по методике, изложенной в [Л. 3]).

Влияние характеристик нагрузки на выбор целесообразного варианта ФКУ. Одним из назначений ФКУ является компенсация дефицита реактивной мощности. В этом смысле ФКУ можно рассматривать как эквивалент обычной конденсаторной установки, предназначенной для работы в сетях с несинусоидальными напряжениями и токами.

Загрузка конденсаторов и реакторов ФКУ токами высших гармоник обуславливает необходимость повышения их параметров (номинальных напряжения и тока, установленной мощности) по сравнению с конденсаторной установкой той же реактивной мощности для сетей с потребителями синусоидального тока. Интересно оценить влияние характеристик нагрузки на выбор параметров конденсаторов ФКУ и целесообразность применения батареи ПК в составе ФКУ.

С точки зрения влияния на сеть нагрузку характеризуют два фактора.

1. Подлежащая компенсации реактивная мощность на основной частоте Q_1 . При этом, если реактивная мощность ФКУ $Q_{\Phi-\text{к}} = Q_1$, то естественная величина коэффициента мощности до подключения ФКУ $\cos \varphi_1$ и его значение, которое может быть получено после компенсации $\cos \varphi_2$, связаны соотношением:

$$\cos \varphi_1 = \cos \left(\arctg \frac{Q_{\Phi-\text{к}} + S_1 \sin \varphi_2}{S_1 \cos \varphi_2} \right). \quad (22)$$

2. Активная мощность вентильной части нагрузки P_1 , которая оценивается коэффициентом k_1 :

$$k_1 = \frac{P_1}{S_1 \cos \varphi_2}. \quad (23)$$

Будем считать, что вентильные преобразователи выполнены по трехфазной мостовой схеме. Тогда, полагая $P_1 \approx P_d$, где P_d — мощность вентильной нагрузки на стороне выпрямленного тока, и пренебрегая влиянием коммутации на форму кривых тока, можно выразить гармоники тока как функцию k_1 :

$$I_n = \frac{0.78 S_1 \cos \varphi_2}{nU_d} k_1, \quad (24)$$

где U_d — выпрямленное напряжение вентильной нагрузки.

Исследование влияния характеристик нагрузки на параметры ФКУ проводилось на основе алгоритма, изложенного в предыдущем разделе¹. Анализ результатов показал, что с возрастанием доли вентильных преобразователей в общем объеме нагрузок, для обеспечения заданной несинусоидальности напряжения требуется вводить большее число РЦ. При этом по соображениям надежности фильтровые конденсаторы [Л. 4] нужно выбирать на более

¹ Программирование и расчеты на ЦВМ «Минск-32» выполнены А. В. Тяпкиным.

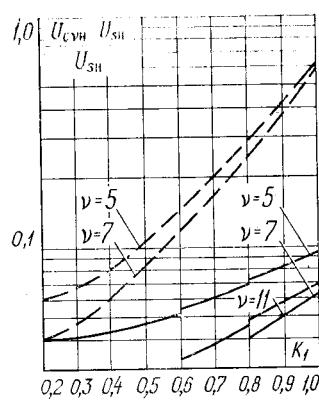


Рис. 1. Зависимость
 $\frac{U_{cyn}}{U_{sh}} = f(k_1)$ при
 $\cos \varphi_1 = 0,7$.

Рис. 3. Диаграмма областей целесообразного применения батарей параллельных конденсаторов в составе ФКУ по экономическим критериям.

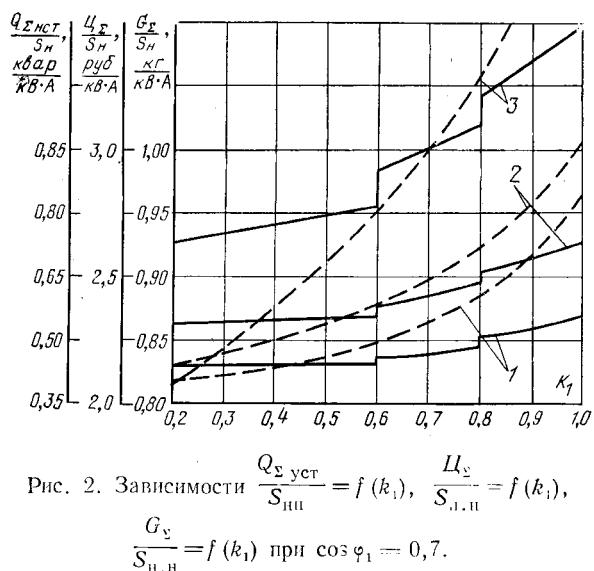
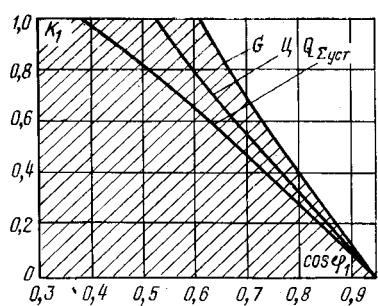


Рис. 2. Зависимости $\frac{Q_{\Sigma \text{уст}}}{S_{n..n}} = f(k_1)$, $\frac{U_{\Sigma}}{S_{n..n}} = f(k_1)$,
 $\frac{G_{\Sigma}}{S_{n..n}} = f(k_1)$ при $\cos \varphi_1 = 0,7$.

высокие номинальные напряжения, так как за счет высших гармоник тока увеличиваются эквивалентные значения напряжений [выражение (8)], приложенных к фильтровым конденсаторам.

Следует отметить, что для ФКУ с ПК необходимы фильтровые конденсаторы с более высокими номинальными напряжениями. Это приводит к росту установленной мощности конденсаторов по мере увеличения доли преобразователей в общем объеме нагрузки, что делает нецелесообразным по экономическим критериям применение схем ФКУ с ПК в области больших значений k_1 .

Пример зависимости напряжения фильтровых конденсаторов от характеристик нагрузки показан на рис. 1 для $\cos \varphi_1=0,7$; $\cos \varphi_2=0,95$. Исходные данные представлены в относительных единицах: $S_1=0,7$; $x_s=0,165$; $U_d=2$; $q=30$; за базисные величины приняты номинальные значения напряжения сети $U_b=U_{sh}$ мощности нагрузки $S_b=S_{n..n}$, сопротивления нагрузки $Z_b=S_{n..n}/3U_{sh}^2$. Штриховыми линиями показаны кривые для варианта с ПК, сплошными — вариантов без ПК. Число резонансных звеньев для вариантов без ПК возрастает с увеличением доли преобразователей от 1 до 3. В варианте с ПК во всем диапазоне изменения коэффициента k_1 достаточно применять две РЦ. При этом номинальное напряжение фильтровых конденсаторов в варианте с ПК должно быть выше при

$k_1=0,6$ в среднем на 10%, при $k_1=1$ — в среднем на 50%.

На рис. 2 показаны зависимости установленной мощности конденсаторов ($Q_{\Sigma \text{уст}}/S_{n..n}$ — кривые 1), суммарной стоимости ($U_{\Sigma}/S_{n..n}$ — кривые 2) и массы ($G_{\Sigma}/S_{n..n}$ — кривые 3) конденсаторов и реакторов в функции от k_1 при $\cos \varphi_1=0,7$. Штриховой линией обозначены характеристики для вариантов с ПК, сплошной — без ПК. Ступени в характеристиках вариантов без ПК соответствуют изменению количества РЦ. Кривые получены путем усреднения результатов расчета для трансформаторов стандартной шкалы мощностей.

Как видно из рис. 2, границы целесообразного применения ПК в составе ФКУ: по минимуму установленной мощности — $k_1 \approx 0,45$; по минимуму стоимости — $k_1=0,58$; по минимуму массы — $k_1 \approx 0,7$. На основе обобщения аналогичных результатов для различных значений $\cos \varphi_1$ получена диаграмма (рис. 3), позволяющая оценить целесообразность применения ПК в составе ФКУ при различных сочетаниях параметров нагрузки k_1 и $\cos \varphi_1$. Область слева от границы соответствует вариантам ФКУ с ПК. Граница по стоимости проходит правее границы по установленной мощности, так как при увеличении доли вентильной нагрузки в некотором дополнительном диапазоне изменения k_1 возрастание установленной мощности, а следовательно, и стоимости конденсаторов в вариантах с ПК уравновешивается более интенсивным возрастанием мощности и стоимости реакторов в вариантах без ПК. Граница по массе еще более расширяет область применения ПК, так как масса реакторов в большей степени, чем их стоимость сказывается на суммарных показателях. Масса реакторов может достигать 40% массы конденсаторов, в то время как их стоимость не превышает 20% стоимости конденсаторов.

Следует указать, что, начиная с определенных значений $\cos \varphi_1$, перегрузка фильтровых конденсаторов по току может превышать допустимые нормы (30% по ГОСТ 1282-72). Так, для $\cos \varphi_1=0,7$ граничное значение k_1 по перегрузочной способности равно 0,9 для вариантов без ПК и 0,55 — с ПК. В этих случаях необходимо увеличить номинальное напряжение конденсаторов так, чтобы выполнялось условие (12).

Вывод. Анализ вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями ФКУ показывает, что несмотря на техническую эффективность использования батарей ПК в соста-

ве ФКУ, применение их ограничивается по экономическим критериям областью относительно низких значений коэффициента мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Добрушин Л. А., Павлович А. Г. Выбор средств компенсации для сетей с тиристорными преобразователями. — «ЭП. Преобразовательная техника». М., 1974, вып. 9(56).

2. Добрушин Л. А., Павлович А. Г. Влияние конденсаторов в составе фильтро-компенсирующего устройства на нестационарность напряжения сети. — «Электричество», 1975, № 12.

3. Кубарев Л. П. Оптимизация и оценка параметров реакторов с зазорами в стержне магнитопровода. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, вып. 3(23).

4. Воронина Ж. И., Крайчик Ю. С. Анализ надежности мощных конденсаторных батарей методом статистических испытаний. — «Изв. НИИ постоянного тока. Передача энергии постоянным и переменным током». Л., «Энергия», 1970, сб. 16.

[23.12.1976]



УДК 621.311.001.24

Метод расчета установившегося режима энергосистемы по отдельным подсистемам

Канд. техн. наук МАХНИТКО А. Е.

Рижский политехнический институт

Естественное увеличение масштабов энергосистем, вызываемое объединением отдельных энергосистем в более крупные энергосистемы, требует новых методов анализа и исследования их режимов. Практика эксплуатации энергосистем выдвигает, например, требование расчета установившихся режимов для энергосистем, схемы замещения которых могут насчитывать до 2000 узлов [Л. 1]. В связи с этим приобретают актуальность вопросы диакоптического метода расчета установившихся режимов энергосистем (метод разделения на подсистемы).

Применение данного метода позволяет заменить расчет режима сложной энергосистемы рассмотрением отдельных подсистем. При этом существенно могут быть сэкономлены время расчета и память ЦВМ, а следовательно, увеличены и размеры энергосистем, которые могут быть рассчитаны с использованием только оперативной памяти конкретного типа ЦВМ. В алгоритмическом отношении применение метода разделения на подсистемы значительно расширяет вычислительные возможности ЦВМ.

В последнее время наблюдается повышенный интерес к диакоптическому методу расчетов на ЦВМ сложных энергосистем [Л. 1—13 и др.]. При этом большинство алгоритмов, применяемых для расчетов установившихся режимов энергосистем, базируется на обращенной форме нелинейных уравнений узловых напряжений (УУН) вида:

$$\dot{\mathbf{U}} = \dot{\mathbf{a}}\mathbf{U}_B + \dot{\mathbf{Z}}\mathbf{j}, \quad (1)$$

где $\dot{\mathbf{U}}$ — неизвестный вектор узловых напряжений; $\dot{\mathbf{a}}$ — вектор-столбец коэффициентов возле соответствующих элементов вектора \mathbf{U}_B (все элементы которого равны напряжению \mathbf{U}_B в узле баланса B), учитывающий коэффициенты трансформации и поперечные проводимости; $\dot{\mathbf{Z}}$ — матрица узловых сопротивлений; \mathbf{j} — вектор узловых токов.

Принципиально расчет больших систем с использованием матрицы $\dot{\mathbf{Z}}$ возможен делением на подсистемы по линиям и узлам. Сущность метода разделения больших систем на подсистемы по линиям

состоит в том, что линии связи между подсистемами заменяются токами, значения которых уточняются итерационным образом. При расчете установившегося режима большой энергосистемы разделением по линиям на N подсистем, УУН системы имеют вид:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{U}}_I &= \dot{\mathbf{a}}_I \mathbf{U}_{B,I} + \dot{\mathbf{Z}}_I (\mathbf{j}_I + \mathbf{i}_{I-II} + \mathbf{i}_{I-III} + \dots + \mathbf{i}_{I-N}); \\ \dot{\mathbf{U}}_{II} &= \dot{\mathbf{a}}_{II} \mathbf{U}_{B,II} + \dot{\mathbf{Z}}_{II} (\mathbf{j}_{II} + \mathbf{i}_{II-I} + \mathbf{i}_{II-III} + \dots + \mathbf{i}_{II-N}); \\ &\dots \\ \dot{\mathbf{U}}_N &= \dot{\mathbf{a}}_N \mathbf{U}_{B,N} + \end{aligned} \quad (2)$$

где \mathbf{i}_{p-q} — вектор токов по линиям связи между подсистемами p и q .

В (2) предполагается, что индивидуальные узлы баланса всех подсистем (кроме подсистемы с действительным узлом баланса) выбраны произвольным образом. При этом уравнения (2) будут характеризовать (математически описывать) состояние всей энергосистемы в целом, если неизвестные напряжения индивидуальных базисных узлов, а также токи по линиям связи между подсистемами будут определены из условия одновременного удовлетворения уравнений (2). Поэтому для уточнения указанных неизвестных на каждом i -м шаге итерационного процесса требуется решение системы линейных уравнений (уравнений связи между подсистемами) вида [Л. 8]*:

$$\dot{\mathbf{A}}\dot{\mathbf{x}}^{(i)} = \dot{\mathbf{b}}^{(i-1)}, \quad (3)$$

где $\dot{\mathbf{A}}$ — в общем случае несимметричная матрица (матрица связи) коэффициентов; $\dot{\mathbf{x}}$ — неизвестный вектор, элементами которого являются токи в линиях связи и напряжения узлов баланса; $\dot{\mathbf{b}}$ — известный вектор.

Для каждого случая разделения энергосистемы на подсистемы требуется составление уравнений

* В методе кибернетического моделирования электрических систем [Л. 11 и 12], где впервые было введено понятие «система уравнений связи», число уравнений связи для определения граничных параметров равно числу линий, связывающих различные подсистемы.

связи вида (3). В этом плане автоматизация процесса формирования уравнений (3) является достаточно актуальной.

Уравнения узловых напряжений для энергосистемы, разделенной на N подсистем по узлам связи; имеют несколько отличный от (2) вид, определяемый применяемым алгоритмом расчета. В [Л. 10] предложены два метода расчета больших энергосистем разделением по узлам связи — метод задающих напряжений и эквивалентного балансирующего узла. Отмечается, что применение первого метода не всегда позволяет получить решение УУН из-за неадекватности свойств матрицы узловых сопротивлений энергосистемы в целом и отдельных подсистем. Второй метод, хотя и более надежен, также принципиально может давать расходящийся итерационный процесс, несмотря на то, что решение исходной системы УУН существует.

В статье предлагается методика использования основных физических законов — Ома и полного тока для автоматического формирования на ЦВМ уравнений связи между подсистемами при расчете больших энергосистем разделением их на подсистемы по линиям связи. Использование при этом понятий обобщенных узлов позволяет уравнения связи получить в таком виде, при котором соблюдается полное соответствие решения УУН для энергосистемы в целом решениям УУН отдельных подсистем.

Проведенные нами исследования показывают, что формирование (3) достаточно просто можно осуществить, если отдельные подсистемы рассматривать в качестве обобщенных узлов [Л. 8] **. В дальнейшем подсистемы с узлами баланса, напряжения в которых должны уточняться в процессе расчета, будем называть независимыми обобщенными узлами, а подсистему с действительным (заданным) узлом баланса энергосистемы будем называть базисным обобщенным узлом. Закон Ома в этом случае в матричной форме может быть записан как

$$\dot{\mathbf{Z}}_B \dot{\mathbf{I}} = \dot{\mathbf{U}}_B, \quad (4)$$

где $\dot{\mathbf{U}}_B$ — вектор падений напряжений на линиях связи обобщенных узлов (т. е. матрица падений напряжений на линиях связи между подсистемами); $\dot{\mathbf{Z}}_B$ — диагональная матрица сопротивлений линий связи; $\dot{\mathbf{I}}$ — вектор токов по линиям связи обобщенных узлов.

Для каждого из обобщенных узлов электрической цепи может быть записан закон полного тока, в соответствии с которым сумма токов линий, пересекающих любое замкнутое очертание электрической цепи, равняется нулю [Л. 14]. (Если замкнутое очертание охватывает только один узел электрической цепи, тогда уравнение токов линий, пересекающих это очертание, ничем не отличается от уравнения, составленного по первому закону Кирхгофа для охваченного этим очертанием узла.)

В случае замкнутого очертания, содержащего несколько узлов, уравнение токов линий, пересекаю-

** Как известно, обобщенными узлами называются замкнутые очертания, содержащие более одного узла электрической цепи [Л. 14].

щих очертание, получается как сумма уравнений по первому закону Кирхгофа для узлов, охваченных этим очертанием. Систему уравнений, полученных на основании закона полного тока, можно записать в виде одного матричного уравнения:

$$\Pi \dot{\mathbf{I}} = \dot{\mathbf{J}}, \quad (5)$$

где Π — матрица соединений независимых обобщенных узлов; $\dot{\mathbf{J}}$ — вектор задающих токов независимых обобщенных узлов (каждый элемент $\dot{\mathbf{J}}_k$ вектора $\dot{\mathbf{J}}$ представляет собой алгебраическую сумму задающих токов обобщенного узла k).

Нетрудно заметить, что матрицы $\dot{\mathbf{Z}}_B$ и Π имеют одинаковое число столбцов (равное числу линий связи обобщенных узлов), но разные числа строк, равные соответственно числу линий связи и числу независимых обобщенных узлов. Если напряжения в элементах матрицы $\dot{\mathbf{U}}_B$ из (4) представить с учетом (2), то матричное уравнение (4) может быть преобразовано в матричное уравнение относительно токов по линиям связи и неизвестных напряжений узлов баланса независимых подсистем.

Рассматривая вновь полученное уравнение совместно с матричным уравнением (5), объединяя два уравнения в одно общее матричное уравнение, получим уравнение связи между подсистемами относительно неизвестных токов по линиям связи и напряжений узлов баланса независимых подсистем в виде (3). Матрица связи $\dot{\mathbf{A}}$ при этом может быть представлена в виде:

$$\dot{\mathbf{A}} = \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{A}}_{11} & \dot{\mathbf{A}}_{12} \\ \dot{\mathbf{A}}_{21} & \dot{\mathbf{A}}_{22} \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где $\dot{\mathbf{A}}_{11}$ — квадратная матрица порядка m (m — число линий связи между подсистемами); $\dot{\mathbf{A}}_{21}$ — прямоугольная матрица соединений независимых обобщенных узлов (подсистем) Π ; $\dot{\mathbf{A}}_{12} = \dot{\mathbf{A}}_{21}^t$ (индекс t означает транспонирование матрицы); $\dot{\mathbf{A}}_{22}$ — квадратная нулевая матрица порядка $N - 1$ ($N - 1$ — число независимых подсистем).

В [Л. 8] предлагалось решать матричное уравнение типа (3) методом обратной матрицы, поскольку вектор $\dot{\mathbf{b}}$ в процессе итерационного расчета изменяется. Если число подсистем и линий связи значительно, то порядок матрицы связи $\dot{\mathbf{A}}$ достаточно высок. Учет своеобразной структуры матрицы $\dot{\mathbf{A}}$ позволяет несколько уменьшить число арифметических действий и тем самым повысить скорость решения (3), а следовательно и всей задачи расчета режима энергосистемы разделением на подсистемы.

Представим $\dot{\mathbf{A}}^{-1}$ в виде

$$\dot{\mathbf{A}}^{-1} = \dot{\mathbf{C}} = \begin{vmatrix} \dot{\mathbf{C}}_{11} & \dot{\mathbf{C}}_{12} \\ \dot{\mathbf{C}}_{21} & \dot{\mathbf{C}}_{22} \end{vmatrix},$$

где размерность клеток соответствует клеткам матрицы $\dot{\mathbf{A}}$.

Учитывая, что произведение обратных матриц дает единичную матрицу

$$\dot{\mathbf{A}} \dot{\mathbf{C}} = \begin{vmatrix} \mathbf{E}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{E}_2 \end{vmatrix},$$

где \mathbf{E}_1 и \mathbf{E}_2 являются единичными матрицами соответственно порядков m и $N-1$, в соответствии с правилом умножения клеточных матриц, получим следующие матричные равенства:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{A}}_{11}\dot{\mathbf{C}}_{11} + \dot{\mathbf{A}}_{12}\dot{\mathbf{C}}_{21} = \mathbf{E}_1; \\ \dot{\mathbf{A}}_{11}\dot{\mathbf{C}}_{12} + \dot{\mathbf{A}}_{12}\dot{\mathbf{C}}_{22} = 0; \\ \dot{\mathbf{A}}_{21}\dot{\mathbf{C}}_{11} = 0; \\ \dot{\mathbf{A}}_{21}\dot{\mathbf{C}}_{12} = \mathbf{E}_2. \end{array} \right\} \quad (7)$$

Решение уравнений (7) позволяет получить следующие выражения для клеток матрицы $\dot{\mathbf{A}}^{-1} = \dot{\mathbf{C}}$:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{C}}_{22} = -(\dot{\mathbf{A}}_{21}\dot{\mathbf{A}}_{11}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{12})^{-1}; \dot{\mathbf{C}}_{12} = -\dot{\mathbf{A}}_{11}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{12}\dot{\mathbf{C}}_{22}; \\ \dot{\mathbf{C}}_{21} = -\dot{\mathbf{C}}_{22}\dot{\mathbf{A}}_{21}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{11}^{-1}; \dot{\mathbf{C}}_{11} = \dot{\mathbf{A}}_{11}^{-1} - \dot{\mathbf{A}}_{11}^{-1}\dot{\mathbf{A}}_{12}\dot{\mathbf{C}}_{21}. \end{array} \right\} \quad (8)$$

Таким образом, обращение матрицы связи $\dot{\mathbf{A}}$ порядка n сводится к обращению матрицы $\dot{\mathbf{A}}_{11}$ порядка m и квадратной матрицы порядка $(N-1)$ ***. Кроме того, при этом требуется произвести несколько матричных умножений. Можно показать, что при таком способе определения матрицы $\dot{\mathbf{A}}^{-1}$, применение которого обусловлено тем, что матрица $\dot{\mathbf{A}}_{22}$ является нулевой, достигается существенное сокращение числа выполняемых арифметических операций.

Число арифметических операций в матричных алгоритмах обычно измеряется числом мультипликативных операций, т. е. умножений и делений, так как аддитивных операций обычно производится столько же. Общее число мультипликативных операций при определении $\dot{\mathbf{A}}^{-1}$ по (8) равно $(N-1)^3 + 3(N-1)m(m+N-1) + m^3$, что значительно меньше n^3 мультипликативных операций, необходимых для получения $\dot{\mathbf{A}}^{-1}$ без разделения на блоки и учета специфической структуры $\dot{\mathbf{A}}$.

В отдельных случаях разделения исходной системы на подсистемы можно достичь еще большего сокращения объема вычислений. Например, это возможно, если произведенное разделение позволяет воспользоваться такой стратегией выбора узлов баланса, чтобы каждая линия связи между подсистемами одной из вершин имела узел баланса.

На рис. 1 показан пример выбора узлов баланса в отдельных энергосистемах при расчете объединенной энергосистемы, состоящей из трех энергосистем.

Без потери общности проиллюстрируем методику формирования уравнений связи типа (3) и влияние указанной стратегии выбора узлов баланса в отдельных подсистемах на примере схемы энергосистемы (рис. 2), узел баланса которой имеет номер 14, при произведенном варианте разделения на три подсистемы (рис. 3). Узлами баланса в подсистемах I, II и III выбраны соответственно узлы 6, 7 и 14. Данному случаю разделения соответствует эквивалентная схема, содержащая три обобщенных

узла: I, II и III. Направления токов по ветвям связи обобщенных узлов приняты произвольным образом, как это указано на рис. 3.

В соответствии с (2) для каждой из трех подсистем справедливы соответственно соотношения:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{U}}_I = \dot{\mathbf{U}}_6 + \dot{\mathbf{Z}}_I (\mathbf{j}_I + \dot{\mathbf{I}}_{I-II}); \\ \dot{\mathbf{U}}_{II} = \dot{\mathbf{U}}_7 + \dot{\mathbf{Z}}_{II} (\mathbf{j}_{II} - \dot{\mathbf{I}}_{II-I}); \\ \dot{\mathbf{U}}_{III} = \dot{\mathbf{U}}_{14} + \dot{\mathbf{Z}}_{III} (\mathbf{j}_{III} + \dot{\mathbf{I}}_{III-II}). \end{array} \right\} \quad (9)$$

Закон Ома для рассматриваемой схемы из трех обобщенных узлов, соединенных линиями связи 10—14, 6—3, 6—2 и 7—8, имеет вид:

$$\left| \begin{array}{cccc} \dot{\mathbf{Z}}_{10-14} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dot{\mathbf{Z}}_{6-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dot{\mathbf{Z}}_{6-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{\mathbf{Z}}_{7-8} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \dot{\mathbf{I}}_{10-14} \\ \dot{\mathbf{I}}_{6-3} \\ \dot{\mathbf{I}}_{6-2} \\ \dot{\mathbf{I}}_{7-8} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \dot{\mathbf{U}}_{14} - \dot{\mathbf{U}}_{10} \\ \dot{\mathbf{U}}_3 - \dot{\mathbf{U}}_6 \\ \dot{\mathbf{U}}_2 - \dot{\mathbf{U}}_6 \\ \dot{\mathbf{U}}_8 - \dot{\mathbf{U}}_7 \end{array} \right|. \quad (10)$$

Напряжения всех независимых узлов подсистем I, II и III, входящие в правую часть матричного уравнения (10), в соответствии с (9) могут быть представлены в виде:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{U}}_{10} = \dot{\mathbf{U}}_6 + \dot{\mathbf{U}}'_{10} + \dot{\mathbf{Z}}_{10-10} \dot{\mathbf{I}}_{10-14}; \\ \dot{\mathbf{U}}_3 = \dot{\mathbf{U}}_7 + \dot{\mathbf{U}}'_3 - (\dot{\mathbf{Z}}_{3-2} \dot{\mathbf{I}}_{6-2} + \dot{\mathbf{Z}}_{3-3} \dot{\mathbf{I}}_{6-3}); \\ \dot{\mathbf{U}}_2 = \dot{\mathbf{U}}_7 + \dot{\mathbf{U}}'_2 - (\dot{\mathbf{Z}}_{2-2} \dot{\mathbf{I}}_{6-2} + \dot{\mathbf{Z}}_{2-3} \dot{\mathbf{I}}_{6-3}); \\ \dot{\mathbf{U}}_8 = \dot{\mathbf{U}}_{14} + \dot{\mathbf{U}}'_8 - \dot{\mathbf{Z}}_{8-8} \dot{\mathbf{I}}_{7-8}, \end{array} \right\} \quad (11)$$

где $\dot{\mathbf{U}}'_{10}$ — элемент вектора $\dot{\mathbf{U}}_I = \dot{\mathbf{Z}}_I \dot{\mathbf{I}}_I$ с индексом 10 и т. д.; $\dot{\mathbf{Z}}_{10-10}$ — элемент матрицы узловых сопротив-

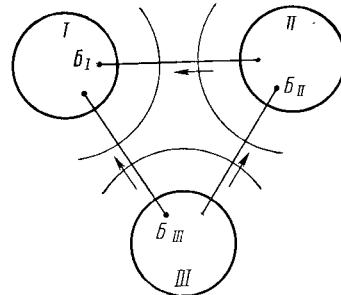


Рис. 1.

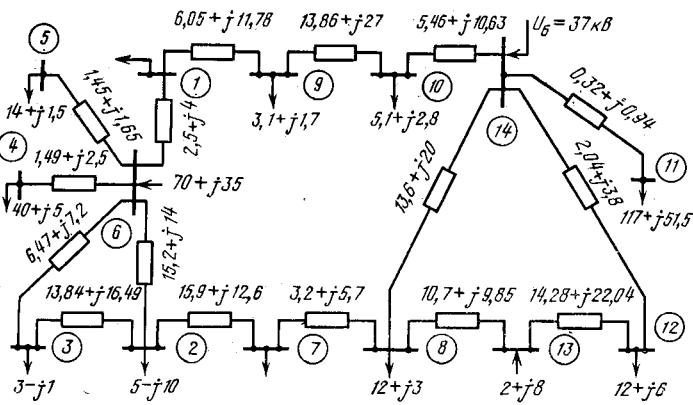


Рис. 2.

*** При разделении энергосистемы на N подсистем посредством условного разрыва m линий связи существует зависимость $n = m + N - 1$.

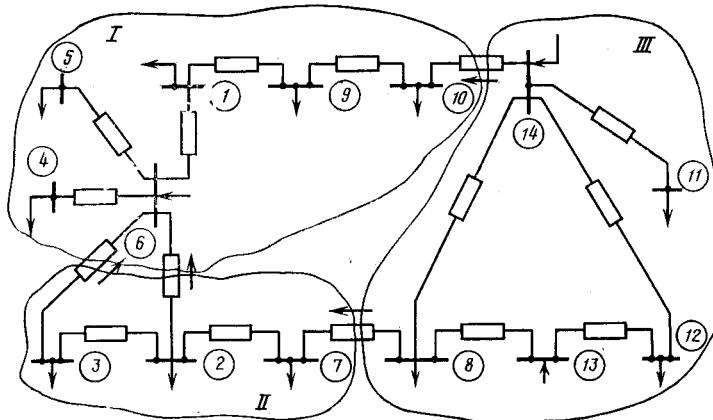


Рис. 3.

лений \dot{Z}_i и т. д. (в общем случае используемая матрица узловых сопротивлений определяется нижними индексами соответствующих величин \dot{U}'_i и $\dot{Z}_{i,i}$, i — номер рассматриваемого узла исходной схемы энергосистемы).

Подставляя выражения (11) в уравнения (10), получим систему четырех линейных уравнений относительно неизвестных токов \dot{I}_{10-14} , \dot{I}_{6-3} , \dot{I}_{6-2} и \dot{I}_{7-8} и напряжений \dot{U}_6 и \dot{U}_7 :

$$\left. \begin{aligned} (\dot{Z}_{10-14} + \dot{Z}_{10,10}) \dot{I}_{10-14} + \dot{U}_6 &= \dot{U}_{14} - \dot{U}'_{10}; \\ (\dot{Z}_{3-6} + \dot{Z}_{3,3}) \dot{I}_{6-3} + \dot{Z}_{3,2} \dot{I}_{6-2} + \dot{U}_6 - \dot{U}_7 &= \dot{U}'_3; \\ \dot{Z}_{2,3} \dot{I}_{6-3} + (\dot{Z}_{2-6} + \dot{Z}_{2,2}) \dot{I}_{6-2} + \dot{U}_6 - \dot{U}_7 &= \dot{U}'_2; \\ (\dot{Z}_{7-8} + \dot{Z}_{8,8}) \dot{I}_{7-8} + \dot{U}_7 &= \dot{U}_{14} + \dot{U}'_8. \end{aligned} \right\} \quad (10a)$$

Поскольку число неизвестных в (10a) больше числа уравнений, то полученная система будет неопределенной. Для получения недостающих для определенности системы (10a) уравнений запишем уравнения полного тока для обобщенных узлов I и II. С этой целью образуем матрицу соединений Π_0 для схемы рис. 3, состоящей из трех обобщенных узлов. Как известно, матрица Π_0 записывается следующим образом: каждому столбцу этой матрицы соответствует определенная линия, а каждой строке — узел. На пересечении строки i и столбца j ставится: +1, если линия j , учитывая ее направление, входит в узел i ; -1, если указанная линия выходит из этого узла, и ставится 0 в случае, когда линия j не соединена с узлом i . В нашем случае имеем:

$$\Pi_0 = \begin{array}{c|cccc} & \dot{I}_{10-14} & \dot{I}_{6-3} & \dot{I}_{6-2} & \dot{I}_{7-8} \\ \hline \text{I} & 1 & 1 & 1 & 0 \\ \text{II} & 0 & -1 & -1 & 1 \\ \text{III} & -1 & 0 & 0 & -1 \end{array}.$$

Умножая матрицу соединений независимых обобщенных узлов Π (первые две строки матрицы Π_0) на вектор токов в линиях связи I в соответст-

вии с (5) получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{10-14} + \dot{I}_{6-3} + \dot{I}_{6-2} &= - \sum_{i \in \sigma_I} \frac{\dot{S}_i}{\dot{U}_i}; \\ -\dot{I}_{6-3} - \dot{I}_{6-2} + \dot{I}_{7-8} &= - \sum_{i \in \sigma_{II}} \frac{\dot{S}_i}{\dot{U}_i}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где σ_I и σ_{II} представляют собой множества номеров узлов соответственно подсистем I и II; j — текущий индекс номеров узлов.

Объединяя (10a) и (12), получим систему уравнений, которая в матричной записи имеет вид:

$$\begin{array}{c|ccccc} \dot{Z}_{10-14} + \dot{Z}_{10,10} & 0 & 0 & 0 & | & 1 \ 0 \\ 0 & \dot{Z}_{3-6} + \dot{Z}_{3,3} & \dot{Z}_{3,2} & 0 & | & 1 -1 \\ 0 & \dot{Z}_{2,3} & \dot{Z}_{2-6} + \dot{Z}_{2,2} & 0 & | & 1 -1 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_{7-8} + \dot{Z}_{8,8} & | & 0 \ 1 \\ \hline 1 & 1 & 1 & 0 & | & 0 \ 0 \\ 0 & -1 & -1 & 1 & | & 0 \ 0 \end{array} \times \begin{array}{c|c} \dot{I}_{10-14} & \dot{U}_{14} - \dot{U}'_{10} \\ \dot{I}_{6-3} & \dot{U}'_3 \\ \dot{I}_{6-2} & \dot{U}'_2 \\ \dot{I}_{7-8} & \dot{U}_{14} + \dot{U}'_8 \\ \hline \dot{U}_6 & - \sum_{i \in \sigma_I} \frac{\dot{S}_i}{\dot{U}_i} \\ \dot{U}_7 & - \sum_{i \in \sigma_{II}} \frac{\dot{S}_i}{\dot{U}_i} \end{array} \times \quad (13)$$

Как видно, при наличии возможности применения указанной стратегии выбора узлов баланса в подсистемах, подматрица \dot{A}_{11} матрицы связи \dot{A} получается в квазидиагональном виде. Обращение матрицы \dot{A}_{11} заключается в обращении отдельных ее клеток. В целом же обращение матрицы связи \dot{A} с учетом квазидиагональности \dot{A}_{11} требует выполнения меньшего числа мультипликативных операций, чем $(N-1)^3 + 3(N-1)m(m+N-1) + m^3$.

Определив по формуле (13)

$$\dot{x}^{(i)} = \dot{A}^{-1} \dot{b}^{(i-1)}, \quad (14)$$

уточним напряжения независимых узлов подсистем I, II и III по (9), с помощью которых затем пересчитываются элементы вектора правой части (13) и вычисляются по (14) более точные значения токов по линиям связи и напряжения узлов баланса и т. д. Последовательное повышение точности напряжений в узловых точках всей энергосистемы в целом осуществляется до тех пор, пока решение не будет получено с заданной точностью.

Предложенная методика формирования уравнений связи с использованием закона Ома и полного тока довольно просто программируется на ЦВМ. В соответствии с изложенной вычислительной схемой были проделаны исследовательские расчеты ряда схем электрических систем. Отдельные результаты расчета одной из них (рис. 2) для двух

случаев разделения ее на подсистемы приведены в таблице. Разделение данной схемы на две подсистемы производилось по линиям 1—9 и 2—7, а на три подсистемы — по линиям 1—9, 2—7, 8—13 и 12—14.

Точность расчета напряжений ϵ , кВ	Число итераций i	Время расчета, с		
		Разделение на подсистемы		Без разделения
		на две	на три	
0,0001	15	7	8,5	13
0,00001	18	8	9,5	15
0,00001	22	9	11	17

Для рассмотренного примера схемы энергосистемы оптимальным (по затратам машинного времени) оказалось разделение на две подсистемы. Очевидно, что для каждой конкретной энергосистемы оптимальное число подсистем, на которые она должна быть разделена, зависит от числа узлов и схемы их соединений. Чем менее разветвленная энергосистема, тем удобнее для нее выбрать приемлемый вариант разделения.

Сопоставляя предложенный метод расчета установившихся электрических режимов больших энергосистем с известным методом эквивалентного балансирующего узла [Л. 10], следует отметить неоднозначность получаемых по [Л. 10] решений УУН отдельных подсистем и их несоответствие решению УУН исходной системы. По мере увеличения числа подсистем, на которые разбивается исходная система, число итераций, необходимых для получения решений по [Л. 10], возрастает.

Итерационный подход к решению (1) требуется в этом случае даже при задании нагрузок узловых точек токами. В то же время, как следует из проведенных исследований, расчет по предложенному методу не зависит от способа разделения на подсистемы и решения УУН (2) полностью совпадают с решением исходной системы (1), что свидетельствует о точности математического описания отдельных подсистем. Это подтверждает тот факт, что при нагрузках узловых точек, заданных токами, узловые напряжения отдельных подсистем определяются непосредственно прямым методом по (2) после предварительного определения граничных па-

раметров по (3). Следовательно, скорость сходимости предложенного метода всегда лучше сходимости методов [Л. 10].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Качанова Н. А., Цукерник Л. В. Вопросы методики и создания программ расчета установившихся электрических режимов больших энергосистем с числом узлов порядка 2000. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, 1971, вып. 30, с. 33—39.
2. Гамм А. З., Крумм Л. А., Шер И. А. Общие принципы расчета стационарного режима электрической системы с разбивкой на подсистемы. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1965, № 6, с. 7—15.
3. Гамм А. З., Крумм Л. А., Шер И. А. Два алгоритма расчета стационарного режима электрической системы с разбивкой на подсистемы. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1966, № 1, с. 51—63.
4. Happ H. H. Diakoptics and Piecewise Methods. — «IEEE Trans. Power Apparatus and Systems», 1970, vol. 89, № 7, p. 1373—1380.
5. Piecewise load flow solutions of very large size networks. — «IEEE Trans. Power Apparatus and Systems», 1971, vol. 90, № 3, p. 950—961. Aut.: R. G. Andretich, D. H. Napsen, H. E. Brown, H. H. Happ.
6. Happ H. H., Young C. C. Tearing algorithms for large-scale network programs. — «IEEE Trans. Power Apparatus and Systems», 1971, vol. 90, № 6, p. 2639—2649.
7. Хрущова Е. В. Методы расчетов на ЦВМ режимов сложных электрических сетей на основе разделения их на части. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, 1971, вып. 30, 1971, с. 20—26.
8. Кузьмин Я. Ф., Махнитко А. Е. Расчет электрических сетей при заданных мощностях в узлах методом разбиения на подсхемы. — «Электричество», 1972, № 5, с. 16—20.
9. Roy L. Piecewise solution of large electrical systems by nodal admittance matrix. — «IEEE Trans. Power Apparatus and Systems», 1972, vol. 91, № 4, p. 1386—1396.
10. Фазылов Х. Ф., Брискин И. Л., Насыров Т. Х. Алгоритмы расчетов установившихся режимов больших электрических систем. — «Электричество», 1972, № 9, с. 11—14.
11. Веников В. А., Головицын Б. И., Суханов О. А. Об одном классе кибернетических моделей электрических систем. — «Доклады всесоюзной объединенной межвузовской конференции по физическому моделированию и кибернетике энергетических систем. Секция общетеоретических основ.» Баку, Изд. АЗИНЕФТЕХИМ, 1972, с. 9—13.
12. Веников В. А., Головицын Б. И., Суханов О. А. Кибернетическое моделирование и его применение для исследования динамики энергетических систем. — В кн.: Кибернетику — на службу коммунизму. Т. 7. М., «Энергия», 1973, с. 42—50.
13. Хачатрян В. С. Метод и алгоритм расчета установившихся режимов больших электроэнергетических систем. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1973, № 4, с. 45—57.
14. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961, 264 с.

[29.4.1976]

Экспериментальное исследование электрического пробоя при коммутации тока в низковольтных цепях

Доктор техн. наук НАМИТОКОВ К. К., инж. ПРЯНЧИКОВ Е. Н.
Харьков

Существующие теории и механизмы не объясняют однозначно процессов, происходящих при низковольтном пробое. В [Л. 1] показано, что пробой малых промежутков не может быть описан механизмом ударной ионизации Таунсенда и лишь при напряженностях электрического поля в промежутке

около $5 \cdot 10^7$ — 10^8 В/см к нему может быть применен механизм Фаулера—Нордгейма, как один из возможных.

С уменьшением межэлектродного промежутка до очень малых размеров даже при нормальном атмосферном давлении разряд протекает в «ваку-

умных условиях». Газовый характер разряда прослежен в сторону низких давлений до значений $pd=2,7-5,4$ Па. см, при меньших pd возникновение пробоя определяется процессами на электродах, а давление и состав газаказываются лишь в той степени, в какой от них зависит состояние поверхности электродов и их чистота.

Для изучения влияния на низковольтный электрический пробой ряда факторов, существенных для работы низковольтных коммутирующих устройств, была смонтирована экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1. Основным элементом установки служит ультрамикрометр M для линейных прецизионных измерений — устройство, с помощью которого можно быстро и с достаточной степенью точности устанавливать межэлектродные расстояния в интервале 0,2—3 мкм [Л. 2]. Ультрамикрометр представляет собой катушку с никелевым сердечником C , на конце которого крепится электрод \mathcal{E}_1 .

Другой электрод \mathcal{E}_2 устанавливается непосредственно на нагревателе H . Нагреватель помещен в центре ванночки, глубина которой такова, что позволяет наливаемой туда жидкости полностью покрывать нижний электрод и исследовать низковольтный пробой в жидкости.

Все элементы установки расположены внутри герметизированной камеры, позволяющей проводить испытания в вакууме (при остаточном давлении $2,7 \cdot 10^{-7}$ Па) и при наполнении камеры различными газами. Эксперимент проводился в следующем порядке. Ключ K_2 находится в положении 1, при этом электроды с помощью подающего винта микрометра приводятся в соприкосновение и по зажиганию лампочки сигнальной цепи определяется момент контактирования.

Затем замыкается ключ K_1 и на катушку магнитостриктора от источника E_1 подается ток, значение которого фиксируется амперметром A . При этом никелевый стержень с закрепленным на нем электродом сокращается согласно эффекту магнитострикции и между электродами образуется требуемый зазор. Необходимое значение тока предварительно определяется из градуировочной кривой магнитостриктора для каждого значения межэлектродного зазора. Наличие зазора устанавливается по погасанию лампочки сигнальной цепи. Затем ключ K_2 переводится в положение 2 и на контакты от источника E_2 подается напряжение, которое увеличивается до момента пробоя, определяемого по гальванометру G . Электроды при каждом конкретном значении межэлектродного зазора испытываются на пробой несколько десятков раз. Затем вычисляется среднее арифметическое значение пробивного напряжения и осуществляется необходимая статистическая обработка результатов измерений. При необходимости подогревают электрод, расположенный на нагревателе, регулируя температуру автотрансформаторов T_p и измеряя с помощью термопары T_h и потенциометра P . Для изучения влияния газовой среды на пробой предусмотрена стандартная система напуска газов. Подготовка электродов к опытам производилась следующим образом. Оба электрода подвергались соответствующей механической обработке (если исследовалось влия-

Таблица 1

Способ обработки и состояние поверхности электродов	Класс чистоты поверхности электродов	Пробивное напряжение для системы электродов, кВ		
		конус—плоскость	цилиндр—плоскость	плоскость—плоскость
Обработка грубым напильником	▽ 4	205	224	114
Обработка грубой наждачной шкуркой	▽ 5	190	205	128
Обработка мелкозернистой наждачной шкуркой	▽ 9	193	225	138
Механическая полировка	▽ 12—13	193	220	118
Травление полированной поверхности ($HNO_3 + 50\%$ уксусной кислоты)	▽ 12—13	197	214	138
Загрязнение рабочей атмосферы дымом	▽ 12—13	100	76	90
Загрязнение электродов водой	▽ 12—13	67	70	62
Загрязнение электродов вакуумным маслом ВМ-4	▽ 12—13	60	66	40
Загрязнение электродов графитовой пылью	▽ 12—13	57	34	21

ние механической обработки на электрическую прочность промежутка), затем поверхность электродов очищалась от загрязнений путем последовательной промывки их бензином, ацетоном и спиртом. Контроль состояния поверхности осуществляется с помощью металлографического микроскопа. Во всех опытах, не связанных с изучением влияния механической обработки, использовались полированные электроды (класс чистоты ▽ 12—13).

Рассмотрим экспериментальные данные о влиянии на инициацию и развитие низковольтного электрического пробоя состояния поверхности электродов, давления и состава среды, в том числе жидкой среды и вакуума, температуры электродов, их материала и геометрии.

В таблице приведены значения пробивного напряжения для трех систем медных электродов после некоторых видов механической обработки, травления и загрязнения различными веществами при межэлектродном расстоянии 0,75 мкм. При анализе данных таблицы необходимо учитывать, что относительная среднеквадратичная ошибка среднего арифметического лежит в пределах 5—15%, а вероятная относительная ошибка среднего арифметического не превышает 10%. С учетом такой погрешности можно сделать вывод о том, что для

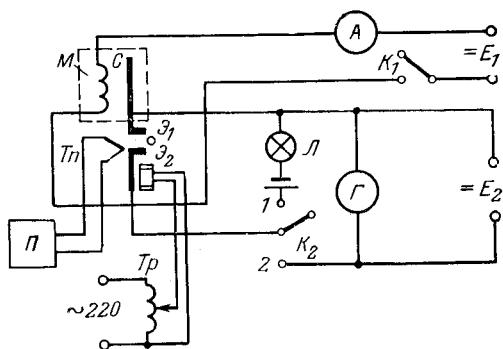


Рис. 1. Схема экспериментальной установки.

всех исследованных форм электродов способ их механической обработки практически не влияет на пробивное напряжение в пределах точности измерений, если поверхность очищена от посторонних частиц. Травление поверхности механически отполированных электродов также слабо влияет на пробивное напряжение.

Загрязнение рабочей атмосферы мельчайшими частицами (дымом) снижает пробивное напряжение в 1,5—2 раза по сравнению с механической обработкой, а искусственное загрязнение поверхности электродов вакуумным маслом и графитовой пылью, так же как и наличие на них капель воды, уменьшает $U_{пр}$ приблизительно в три раза. Аналогичная зависимость была получена и при зазорах 0,8, 1,0 и 1,2 мкм, что подтверждает выводы [Л. 1] о том, что пробой столь малых промежутков в основном инициируется частицами, попадающими на электроды из атмосферы или первоначально находившимися на их поверхности. Частицы могут полностью или частично перекрывать зазор, в результате чего инициируется пробой по контактному механизму (если частица электропроводящая), или путем пробоя диэлектрика (если она диэлектрическая). При неполном перекрытии межэлектродного промежутка частицы могут служить центрами интенсивной автоэлектронной эмиссии, которая при напряженности поля 10^7 — 10^8 В/см может вызвать их взрывное испарение [Л. 3], что в конечном итоге тоже приводит к нарушению изоляции зазора. В [Л. 4] электронномикроскопическим методом было показано образование частиц на поверхности электродов, их коагуляция, втягивание в зазор под действием сил поля. Отмечено, что образование частиц и их конгломератов ускоряется с увеличением напряженности поля и степени загрязненности рабочей среды. Таким образом, на поверхности электродов под действием электрического поля происходят изменения двух типов: изменения, связанные с характером внешней среды и степенью ее загрязнения механическими частицами и изменения, связанные с исходным состоянием поверхности, не зависящие от состояния окружающей среды.

Изменения 1-го рода могут быть вызваны тем, что частицы среды поляризуются или заряжаются

и втягиваются в зазор (поэтому эти изменения всегда зависят от напряженности поля). Изменения 2-го рода всегда происходят под действием электростатических сил, действующих на «посторонние» частицы на поверхности или на частицы, слабо связанные с поверхностью (например, на частицы в слое Бейлби). Расчеты показывают, что при зазоре в 10^{-6} — 10^{-4} см уже при напряжении $U = 100$ —200 В с учетом усиления поля за счет микронеровностей эти силы могут быть достаточно велики для возникновения заметных механических деформаций материала электродов и перемещения «посторонних» частиц. Частицы, попавшие в зазор, могут образовывать цепочки и таким образом перекрывать промежуток, значительно превышающий размеры отдельных частиц.

Для изучения влияния состава рабочей атмосферы на пробивные напряжения исследовались промежутки с электродами из Al, Cu, Ni, Ag, Mo, W, Ta, имеющими форму полусферы радиусом 5 мм. На рис. 2 показана зависимость пробивного напряжения от межэлектродного промежутка при атмосферном давлении и в разреженной среде.

Приведенные кривые получены при медных электродах, однако они типичны и для электродов из других материалов. Обращает на себя внимание тот факт, что все три кривые рис. 2 лежат сравнительно близко друг к другу, что позволяет сделать вывод о незначительном влиянии давления на низковольтный электрический пробой, что согласуется с выводами ряда авторов о «вакуумных условиях» пробоя очень малых межэлектродных промежутков.

При более низком давлении значение пробивного напряжения оказалось ниже, чем при атмосферном давлении (кривая 3, рис. 2). Это становится понятным, если учесть, что низкий вакуум достигался одним форвакуумным насосом, а более высокий — паромасляным. Отрицательная роль паров масла, попадающего в откачиваемый объем при использовании паромасляного насоса, отмечается всеми авторами, исследовавшими этот вопрос.

Для всех исследованных электродов наблюдается снижение пробивного напряжения при постоянном значении зазора в среде агрессивных газов SO_2 и NH_3 по сравнению с атмосферными условиями и вакуумом. Молекулы газов, осаждаясь на поверхности электродов, вызывают на ней физико-химические изменения, которые могут иметь определяющее значение для инициации низковольтного пробоя. «Инородные» образования могут существенно влиять на эмиссионные характеристики и, обладая, как правило, меньшей энергией активации поверхности диффузии, они легче могут оторваться действием поля, инициируя пробой по описанному выше механизму «перекрытия».

Опыты, проведенные в атмосфере аргона, не обнаружили существенного отличия пробивного напряжения от полученного в воздухе. В ряде случаев прочность промежутка была несколько выше, что, видимо, связано с затрудненным доступом кислорода и других остаточных газов к поверхности электродов. В табл. 2 приведены значения отношений пробивных напряжений в газе и воздухе для

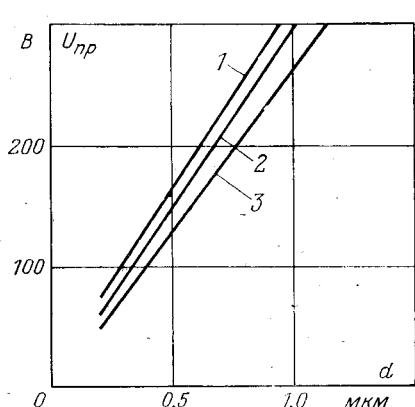


Рис. 2. Зависимость пробивного напряжения от длины межэлектродного промежутка для медных электродов при различном давлении.

1 — $2,7 \cdot 10^{-4}$ Па; 2 — $9,8 \cdot 10^{-4}$; 3 — $2,7 \cdot 10^{-7}$.

всех исследованных электродов при постоянном значении зазора $d=1$ мкм:

Таблица 2

Газ	Материал электродов						
	Ag	C ₁	Al	Ni	Mo	Ta	W
SO ₂	0,73	0,87	0,77	0,81	0,6	0,75	0,79
NH ₃	0,77	0,93	0,88	0,91	0,7	0,88	0,92

Для изучения влияния рабочей среды исследовались промежутки в керосине, трансформаторном масле и ацетоне. Наиболее характерные результаты представлены на рис. 3. Кривые получены для серебряных электродов, однако ход зависимости для остальных исследованных материалов аналогичен приведенному.

Из анализа полученных результатов можно сделать два основных вывода. Первый — использование органических жидкостей в качестве рабочей среды значительно снижает пробивное напряжение по сравнению с воздухом (вообще газовой средой). Второй — зависимость пробивного напряжения от межэлектродного расстояния в изученных пределах его изменения в жидкости практически отсутствует.

Тот факт, что в данных условиях экспериментов диэлектрические жидкости оказываются менее электрически прочными, чем газы, не находит прямого объяснения в рамках существующих теорий, таких как теория ударной ионизации, теория локализованного «вспыхивания» жидкости за счет тепловых потерь в ее толще, не говоря уже о гипотезе, допускающей возможность «прорастания» газовых мостиков.

В [Л. 1] указывалось, что для развития лавинной ионизации требуется соблюдение двух условий. Одно из них связано с необходимостью накопления электронами энергии, достаточной для ионизации атомов при соударении, второе — с необходимостью достаточного числа соударений по пути движения электронов, т. е. наличия некоторого необходимого количества атомов, которые могут быть ионизированы в результате соударений. Именно в этом отношении (при соблюдении первого условия) развитие лавинного пробоя легче реализуемо в жидком диэлектрике, чем в газовом, что, по-видимому, и является решающим фактором в снижении пробивного напряжения в жидкостях по сравнению с газами.

Что же касается объяснения второй особенности, то без ущерба приведенным рассуждениям можно допустить при некоторых условиях возможность осуществления пробоя на наиболее «выгодных» расстояниях, которые неизбежно будут совпадать с кратчайшим расстоянием между какими-либо двумя точками на противоположных электродах.

При сопоставлении результатов по пробою жидких диэлектриков и газов следует учитывать также некоторые особенности протекания в этих средах эрозионных процессов.

Так, хорошо известен факт увеличения электрической эрозии при работе электродов в жидкой среде. В результате конденсации части продуктов эрозии могут образовываться высокодисперсные

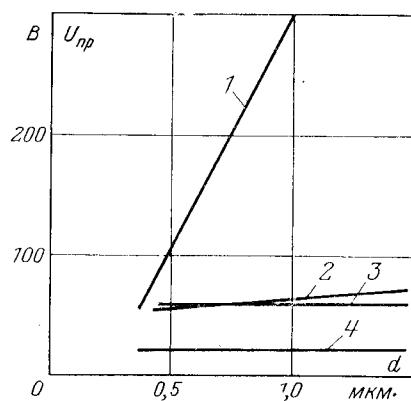


Рис. 3. Зависимость пробивного напряжения от длины межэлектродного промежутка при разном составе жидкой рабочей среды для серебряных электродов.

1 — воздух; 2 — ацетон; 3 — трансформаторное масло; 4 — керосин.

частицы в виде «металлического дыма» или частицы, образованные при охлаждении капель материала электродов, выброшенных с поверхности в жидкой фазе [Л. 6]. Кроме того, процесс разряда в органической жидкости обычно сопровождается разложением последней с образованием высокодисперсной сажи, в результате на поверхности электродов образуется плотная смолистая пленка и осаждается мелкодисперсный углерод.

Таким образом, после первых разрядов в жидкой среде межэлектродный промежуток быстро заполняется мелкодисперсной сажей и металлическими продуктами эрозии. В результате резко возрастает вероятность инициации пробоя по механизму, в котором роль посторонних частиц оказывается решающей. Предложенный механизм предполагается наиболее вероятным, но не исключает возможности параллельного действия других механизмов при возникновении для этого соответствующих условий. Так, если напряженность поля будет достаточной, например, за счет локального усиления поля на микроостриях, то пробой может инициироваться и действием автоэлектронной эмиссии.

У электродов из тугоплавких материалов (Mo, Ta, W) по сравнению с более легкоплавкими пробивное напряжение в жидкостях меньше отличается от значений, полученных при испытании на воздухе, что можно объяснить различием их свойств в отношении эрозионной стойкости.

Влияние температуры одного из электродов изучалось при тех же электродах, что и в последних двух экспериментах, в интервале температур от 20 до 500°C при давлении 2,7·10⁻³ Па. Из полученных результатов следует, что повышение температуры одного из электродов приводит к некоторому уменьшению пробивного напряжения для всех исследованных материалов электродов (рис. 4).

Известно, что при прогреве в сильном электрическом поле (напряженность поля в среднем составляет $3\text{--}5 \cdot 10^6$ В/см) острия растут и приобретают огранку, что способствует интенсификации автоэлектронной эмиссии, если процесс происходит на катоде. При прогреве анода на его поверхности тоже происходят аналогичные изменения, которые также могут влиять на локальное усиление поля и

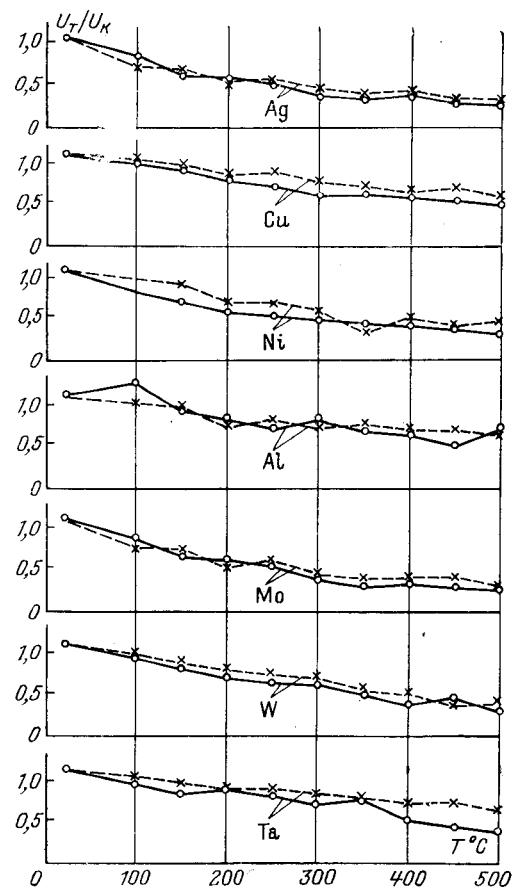


Рис. 4. Отношение пробивного напряжения при температуре T к пробивному напряжению при температуре 20°C. Межэлектродное расстояние $d=0,75$ мкм.

— нагрев катода; — нагрев анода.

через него на электрическую прочность промежутка.

Таким образом, интенсификация изменений микрореологии поверхности электродов в результате их нагрева может облегчить условия пробоя как за счет усиления действия автоэлектронной эмиссии, так и пондеромоторного действия электрического поля.

На поверхности электродов даже после их тщательной предварительной обработки всегда присутствуют окислы, инородные включения, адсорбированные газы и пары органических соединений. Повышение температуры может способствовать возникновению в отдельных местах поверхности некоторых из этих образований, в частности окислов, сульфидов и т. д. Часть из них образуется на электродах еще до установки в камеру, другие возникают при прогреве в вакууме, поскольку в откачиваемом объеме все же присутствуют остаточные газы, которые могут приводить к локальным физико-химическим изменениям на поверхности нагретого электрода. Образование таких «слабых» мест на поверхности электрода способствует значительному уменьшению пробивного напряжения.

Из рис. 4 видно, что значения пробивных напряжений при нагреве катода и анода очень близки. Этот факт позволяет предположить, что характерные процессы, происходящие в межэлектродном промежутке при непосредственном нагреве катода или анода протекают идентично. По-видимому, при данных условиях эксперимента (очень малых межэлектродных зазорах) происходит выравнивание теплового состояния электродов за счет теплообмена между ними, а изменения на электродах являются определяющими в той мере, в какой они приводят к изменению локальной напряженности поля в межэлектродном промежутке.

Для изучения влияния материала и геометрии электродов на электрическую прочность промежутка медные и серебряные электроды испытывались в трех конфигурациях: «острие — плоскость», «плоскость — плоскость» и «цилиндр — плоскость», что соответствует известным типам контактирования — точечному, поверхностному и линейному.

Из опытов следует, что увеличение кривизны одного из электродов приводит к некоторому росту пробивного напряжения при постоянном межэлектродном зазоре, что согласуется с выводами предыдущих работ [Л. 7].

Эксперименты, проведенные на комбинированных электродах Ag-Mo, Ta-Cu, W-Ni полусферической формы показали, что при минимальных исследованных зазорах пробой в основном определяется материалом катода, если электроды были предварительно тщательно очищены от загрязнений. С ростом межэлектродного промежутка это различие уменьшается и исчезает при значениях около 0,75 мкм. На загрязненных электродах пробивное напряжение ниже, чем на чистых и практически не зависит от материала катода и анода. Видимо, при минимальных исследованных зазорах (около 0,2—0,5 мкм) при отсутствии поверхностных загрязнений напряженность поля в промежутке с учетом усиления на микровыступах достаточна для того, чтобы автоэлектронная эмиссия оказывала основное влияние на инициацию низковольтного пробоя. Поэтому в этих условиях на пробой может оказывать более заметное влияние эмиссионные характеристики материала катода, роль которых падает с ростом межэлектродного промежутка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Намитков К. К. К вопросу о возникновении и развитии низковольтных разрядов. — В кн.: Электроискровая обработка материалов. М., АН СССР, 1963.
2. Намитков К. К. Ультрамикрометр для линейных прецизионных измерений. А. С. № 139848 (СССР). Опубл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1961, № 14.
3. Раховский В. И. Физические основы коммутации электрического тока в вакууме. М., «Наука», 1970.
4. Намитков К. К. Про низковольтні електричі розряди. — «УФЖ», 1962, № 10, т. VII.
5. Намитков К. К. Об агрегатном состоянии, составе и строении продуктов электрической эрозии металлов. — В кн.: Физические основы электроискровой обработки материалов. М., «Наука», 1966.
6. Олендзкая Н. Ф. Пробой диэлектриков и полупроводников. М., «Энергия», 1964.

[11.6.1976]



Магнитное поле и параметры схемы замещения массивно-роторной машины при малых скольжениях

ПОСТНИКОВ И. М., МАЕРГОЙ И. Д., ПОСТНИКОВ В. И.

Киев

В данной статье развивается идея Л. Р. Неймана, изложенная в [Л. 1], сущность которой заключается в учете изменения магнитной проницаемости в зависимости от координаты, в направлении которой происходит проникновение поля в глубь металла. Полученные в [Л. 1] коэффициенты, учитывающие нелинейность и гистерезис, используются во многих приложениях и, в частности, при расчетах поля и параметров массивнороторных машин. Однако эти коэффициенты справедливы при малых глубинах проникновения, т. е. при сильно выраженным поверхностном эффекте. Расчет поля и параметров асинхронной массивнороторной машины при малых скольжениях, например при асинхронном ходе турбогенератора, связан с необходимостью решения задачи о распределении поля в цилиндрической области при больших глубинах проникновения и при учете изменения магнитной проницаемости. Эта задача и рассматривается в данной статье.

Первая расчетная модель. На рис. 1 представлена первая расчетная модель. Приняты следующие допущения:

1. Область ротора 1: ($0 \leq r \leq R$) однородна и имеет постоянную электропроводимость σ .

2. Магнитная проницаемость ротора — функция модуля тангенциальной напряженности магнитного поля H_φ и в соответствии с рекомендацией Л. Р. Неймана определяется основной кривой намагничивания. Изменение μ принято по закону

$$\mu = \mu_e \left(\frac{R}{r} \right)^2, \quad (1)$$

где μ_e определяется значением напряженности магнитного поля на поверхности ротора, т. е. при $r = R$. Такой выбор закона магнитной проницаемости целесообразен по следующим причинам:

зависимость (1) отражает реально существующий рост магнитной проницаемости по мере проникновения поля вглубь ротора, связанный с затуханием поля;

такая зависимость, как будет показано ниже, приводит к аналитическим решениям, для которых связь $\mu = f(H)$ близка к реальной кривой намагничивания в области сильных полей для широкого диапазона отношений радиуса к глубине проникновения R/Δ_e ;

зависимость (1) существенно облегчает решение уравнений электромагнитного поля в цилиндрической системе координат, приводя к простым и легко обозримым решениям.

3. Поверхность статора гладкая. На поверхности расточки статора расположен слой тока (линейная нагрузка) \mathcal{A}_s , изменяющийся относительно неподвижного статора по закону

$$\mathcal{A}_s(\varphi, t) = \mathcal{A}_s e^{j(\omega t - p\varphi)}. \quad (2)$$

4. Область воздушного зазора 2 ($R \leq r \leq R + \delta$) равномерна, $\sigma = 0$, $\mu = \mu_0$.

5. Область статора 3 ($R + \delta \leq r \leq R + \delta + b_s$) характеризуется параметрами $\mu = \mu_s = \text{const}$, $\sigma_s = 0$ (статор шихтованный).

6. Область 4 — внешняя ($r \geq R + \delta + b_s$), $\mu = \mu_0$, $\sigma = 0$.

7. Осевая длина машины бесконечна. Концевой эффект учитывается коэффициентом увеличения сопротивления ротора (коэффициент конечной длины).

8. Система координат неподвижна относительно ротора. Токи в роторе и статоре имеют частоту скольжения, и линейная нагрузка статора изменяется по закону

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_s(\varphi, t) &= \mathcal{A}_s e^{j[(\omega_1 - \omega_r)t - p\varphi]} = \\ &= \mathcal{A}_s e^{j(\omega_1 st - p\varphi)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Общее решение. Поскольку рассматривается поле, созданное бегущим слоем тока, все векторы поля удобно сократить на $\exp(j\omega_1 st)$ и выразить в функции координат. Для векторного потенциала \mathbf{A} в любой области k имеем:

$$\mathbf{A}_k(r, \varphi) = \mathbf{A}_k(r) e^{-ip\varphi}, \quad k = 1, 2, 3, 4. \quad (4)$$

В областях 2—4 векторный потенциал удовлетворяет уравнению Лапласа:

$$\frac{d^2 \mathbf{A}_n}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\mathbf{A}_n}{dr} - \frac{p^2}{r^2} \mathbf{A}_n = 0, \quad n = 2, 3, 4. \quad (5)$$

В области 1 имеем:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \mathbf{A}_1}{dr^2} - \left(\frac{1}{\mu_1} \frac{d\mu_1}{dr} - \frac{1}{r} \right) \frac{d\mathbf{A}_1}{dr} - \\ - \left(\frac{p^2}{r^2} + j\omega_1 s \mu_1 \sigma_1 \right) \mathbf{A}_1 = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

При принятом по (1) законе изменения μ_1 уравнение (6) приводится к виду

$$\frac{d^2 \mathbf{A}_1}{dr^2} + \frac{3}{r} \frac{d\mathbf{A}_1}{dr} - \left(\frac{p^2}{r^2} + \frac{j\omega_1 s \mu_1 \sigma_1 R^2}{r^2} \right) \mathbf{A}_1 = 0. \quad (7)$$

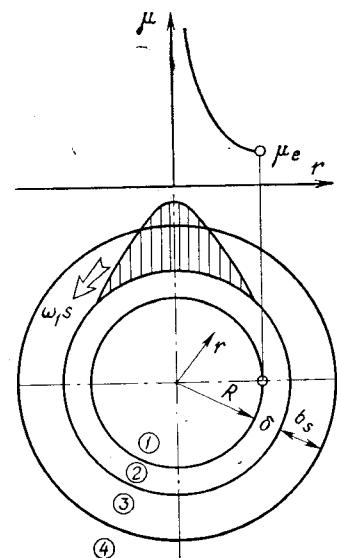


Рис. 1. Основная расчетная модель.

Для областей 2—4 общее решение имеет вид:

$$A_n = (C_{n1}r^p + C_{n2}r^{-p}) e^{ip\varphi}, \quad n=2, 3, 4 \quad (8)$$

Для области 1 уравнение (7) относится к классу уравнений Эйлера и его общее решение также известно:

$$A_1(r) = Cr^v. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (7), приходим к квадратному уравнению для определения v :

$$v(v-1) + 3v - (p^2 + j\omega_1 s \mu_{1e} \sigma R^2) = 0,$$

откуда

$$v_{1,2} = -1 \pm \sqrt{p^2 + 1 + j\omega_1 s \mu_{1e} \sigma R^2}.$$

Общее решение (7) теперь можно записать в виде

$$A_1(r) = C_1 r^{v_1} + C_2 r^{v_2}, \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} v_1 &= -1 + a + jb; \\ v_2 &= -1 - a - jb; \end{aligned} \quad (10a)$$

$$a = \frac{1}{V^2} \sqrt{(1+p^2) + V(1+p^2)^2 + \omega_1^2 s^2 \mu_{1e}^2 \sigma^2 R^4}; \quad (10b)$$

$$b = \frac{1}{V^2} \sqrt{-(1+p^2) + V(1+p^2)^2 + \omega_1^2 s^2 \mu_{1e}^2 \sigma^2 R^4}. \quad (10b)$$

Легко видеть, что постоянная C_2 должна быть принята равной нулю, так как при $r \rightarrow 0$, $C_2 r^{v_2} \rightarrow \infty$, что не соответствует физическим условиям, поэтому

$$A_1(r) = C_1 r^{v_1}. \quad (11)$$

Определение постоянных интегрирования в (5) и (11) возможно из следующих краевых условий:

$$A_1(R) = A_2(R);$$

$$\frac{1}{\mu_{1e}} \frac{dA_1(R)}{dr} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dA_2(R)}{dr};$$

$$A_2(R + \delta) = A_3(R + \delta);$$

$$\frac{1}{\mu_3} \frac{dA_3(R + \delta)}{dr} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dA_2(R + \delta)}{dr} = A_s;$$

$$A_3(R + \delta + b_s) = A_4(R + \delta + b_s);$$

$$\frac{1}{\mu_3} \frac{dA_3(R + \delta + b_s)}{dr} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dA_4(R + \delta + b_s)}{dr}.$$

Поскольку нашей задачей является определение магнитного поля и параметров ротора, нет необ-

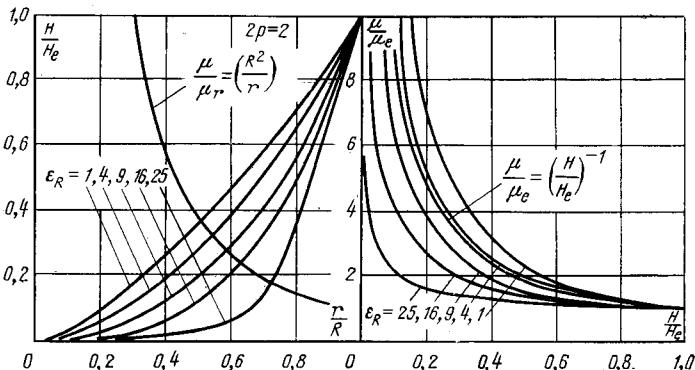


Рис. 2. Функции $\mu=f(H)$, $\mu=f(r)$, $H=f(r)$ для различных значений ϵ_R .

ходимости исследовать поле во всех четырех областях. Для этого достаточно задать на поверхности ротора бегущее поле по уравнению (3):

$$H_\varphi(R, \varphi) = H_{\varphi e} e^{j(\omega_1 s t - p \varphi)},$$

или, опуская $\omega_1 s t$,

$$H_\varphi(R, \varphi) = H_{\varphi e} e^{-ip\varphi}.$$

Из уравнений Максвелла при указанных допущениях и из (11) получим напряженности электрического и магнитного полей:

$$E_z = j\omega_1 s A_1 = C' r^{v_1}; \quad (12)$$

$$H_\varphi = \frac{1}{j\omega_1 s \mu_0} \frac{dE_z}{dr} = \frac{1}{j\omega_1 s \mu_0} C' r^{v_1-1}. \quad (13)$$

Пусть при $r=R$ задана $H_{\varphi e}$. Это позволит найти постоянную C' :

$$C' = \frac{H_{\varphi e} j \mu_{1e} \omega_1 s R}{v_1 R^{v_1}}.$$

Волновое полное электрическое сопротивление цилиндрического ротора равно:

$$Z_r = \left(\frac{E_z}{H_\varphi} \right)_{r=R} = \frac{j\omega_1 s \mu_0}{v_1 R}. \quad (14)$$

Подставляя в (13) значение C' , находим:

$$\begin{aligned} H_\varphi &= H_{\varphi e} \left(\frac{r}{R} \right)^{v_1+1} = H_{\varphi e} \left(\frac{r}{R} \right)^{a+jb} = \\ &= H_{\varphi e} \left(\frac{r}{R} \right)^a e^{jb\varphi}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $\psi = b \ln \frac{r}{R}$.

Отношение модулей напряженности магнитного поля согласно (15) позволяет проверить, насколько справедлива принятая закономерность (1). Действительно, в области сильных полей закон изменения магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля может быть аппроксимирован функцией

$$\frac{\mu}{\mu_e} = \left(\frac{H_\varphi}{H_{\varphi e}} \right)^{\frac{1}{n}-1} \approx \left(\frac{H_\varphi}{H_{\varphi e}} \right)^{-1}, \quad n \approx 7. \quad (16)$$

С другой стороны, (15) совместно с (1) приводит к выражению

$$\frac{\mu}{\mu_e} = \left(\frac{H_\varphi}{H_{\varphi e}} \right)^{-2/a}. \quad (17)$$

Сопоставляя найденный закон изменения $\mu=f(H)$ по (17) с уравнением (16) находим условие, при котором они совпадают: $a=2$. Для двухполюсной машины это соответствует отношению радиуса к глубине проникновения $R/\Delta_e = 2\sqrt[4]{2} \approx 2,37$.

Посмотрим, соответствует ли это условие асинхронному режиму мощного турбогенератора. Пусть, например, $A_s = 2850$ А/см; $\tau = 200$ см, $\sigma = 0.5 \cdot 10^5$ 1/(Ом·см); $\mu_e = 10 \times 10^{-8}$ Гн/см, $s = 1 \cdot 10^{-3}$; $2p = 2$. Тогда согласно (10b) $a \approx 2,08$.

На рис. 2 построены принятый закон $\mu=\mu_e(R/r)^2$, соответствующее ему изменение модуля напряженности магнитного поля в зависимости от радиуса (затухание поля) по (15). Для сравнения на том же рисунке принята аппроксимированная зависимость $\mu=f(H_\varphi)$ по (16). Как видно, полученное аналитическое решение соответствует кривой намагничивания в широком диапазоне «рабочих» значений ϵ_R и имеет достаточную устойчивость.

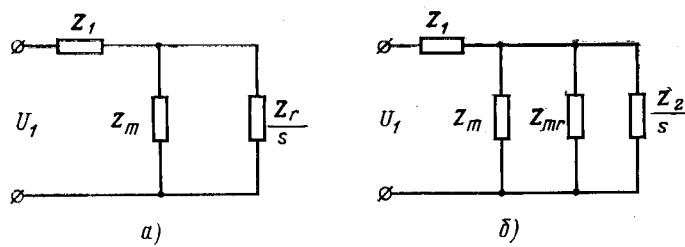


Рис. 3. Волновая и «вихревая» схемы замещения асинхронной машины.

Анализ волнового полного сопротивления по уравнению (14). Подставляя значение v_1 из (10a) в (14), получим:

$$Z_r = j \frac{\mu_{1e} \omega_1 s R}{a - 1 + jb} = j \frac{\mu_{1e} \omega_1 s t / \pi}{\frac{a-1}{p} + j \frac{b}{p}}. \quad (18)$$

При $s=0$

$$a = a_0 = \sqrt{1 + p^2}, \quad b = 0.$$

Волновое полное сопротивление, приведенное к частоте ротора, можно представить в функции магнитного числа Рейнольдса ϵ_R , широко используемого при анализе МГД-машин [Л. 2]:

$$\epsilon_R = \mu_{1e} \omega_1 s \sigma \left(\frac{\tau}{\pi} \right)^2 = \left(\frac{R}{\Delta_e p} \right)^2,$$

где Δ_e — эффективная глубина проникновения поля, в $\sqrt{2}$ раз меньшая классической.

Из (18) находим удельные волновые параметры:

$$Z_r = R_r + jX_r = \rho \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{j\epsilon_R}{\xi_r + j\xi_x} \right]; \quad (19)$$

$$R_r = \rho \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{\epsilon_R \xi_x}{\xi_r^2 + \xi_x^2} \right]; \quad (20)$$

$$X_r = \rho \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{\epsilon_R \xi_r}{\xi_r^2 + \xi_x^2} \right],$$

где

$$\xi_r = \frac{a-1}{p}; \quad \xi_x = \frac{b}{p}. \quad (21)$$

Введем характеристические волновые параметры:

$$\left. \begin{aligned} \chi_r &= \frac{\epsilon_R \xi_x}{\xi_r^2 + \xi_x^2}; \\ \chi_x &= \frac{\epsilon_R \xi_r}{\xi_r^2 + \xi_x^2}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Тогда получим волновые параметры ротора в виде

$$R_r = \rho \frac{\pi}{\tau} \chi_r; \quad X_r = \rho \frac{\pi}{\tau} \chi_x.$$

Величины a и b [уравнение (10б) и (10в)] выражаются в функции числа ϵ_R :

$$a = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(1+p^2) + \sqrt{(1+p^2)^2 + p^4 \epsilon_R^2}};$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-(1+p^2) + \sqrt{(1+p^2)^2 + p^4 \epsilon_R^2}}.$$

Переход к параметрам традиционной схемы замещения асинхронной машины (рис. 3,б) возможен

путем выделения намагничивающего реактивного сопротивления ротора

$$Z_{mr} = \lim_{s \rightarrow 0} Z_r = j\rho \frac{\pi}{\tau} \frac{\epsilon_R}{\xi_{r0}} = \frac{j\mu_{1e} \omega_1 s t / \pi}{\sqrt{1 + p^2} - 1}. \quad (23)$$

и представления волнового полного сопротивления ротора как параллельного соединения

$$Z_r = \frac{Z_{mr} Z_2}{Z_{mr} + Z_2}.$$

Здесь параметр Z_2 представляет собой так называемый «вихревой» параметр, обусловленный чисто вихревыми токами ротора:

$$Z_2 = \rho \frac{\pi}{\tau} \frac{j\epsilon_R}{(\xi_r - \xi_{r0}) + j\xi_x} = \rho \frac{\pi}{\tau} \chi_2; \quad (24)$$

$$R_2 = \rho \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{\epsilon_R \xi_x}{(\xi_r - \xi_{r0})^2 + \xi_x^2} \right] = \rho \frac{\pi}{\tau} \chi_{r2}; \quad (25)$$

$$X_2 = \rho \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{\epsilon_R (\xi_r - \xi_{r0})}{(\xi_r - \xi_{r0})^2 + \xi_x^2} \right] = \rho \frac{\pi}{\tau} \chi_{x2}, \quad (26)$$

где $\chi = \chi_r + j\chi_x$ — характеристические «вихревые» параметры; $\xi_{r0} = \frac{a_0 - 1}{p} = \frac{-1 + \sqrt{1 + p^2}}{p}$.

Параллельно включенные в схему замещения (рис. 3,б) параметры намагничивания зазора

$$Z_{m0} = \frac{j\mu_0 \omega_1 s t / \pi}{t h(\delta/\tau)} \quad (27)$$

и ротора Z_{mr} можно объединить в один намагничивающий параметр Z_m .

Для перехода от волновых параметров к абсолютным параметрам статора необходимо первые умножить на коэффициент [Л. 3]

$$K_A = \frac{2m_1 (\omega_1 k w_1)^2 L}{p\tau},$$

где m_1 — число фаз; $\omega_1, k w_1$ — число витков и обмоточный коэффициент фазы статора; L — расчетная длина статора.

В схеме замещения (рис. 3) параметры ротора [уравнения (19) — (21) и (24) — (26)] и намагничивания (23) и (27) следует разделить на значение скольжения для приведения к частоте статора.

В области малых скольжений влияние переменного μ по (1) приводит к увеличению активного сопротивления и уменьшению реактивного. Однако в области скольжений, близких к нулю, возникает погрешность определения параметров вследствие сильного возрастания μ . В частности, при $s=0$ намагничивающее реактивное сопротивление ротора по (23) больше его значения при $\mu=\text{const}$, равного $\mu_{1e} \omega_1 s t / \pi$.

В области сильного поверхностного эффекта изменение μ по (1) дает незначительное изменение параметров и не приводит к коэффициентам [Л. 1].

Вторая расчетная модель. Для получения более реально-го соотношения между параметрами

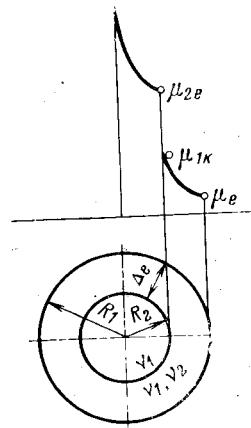


Рис. 4. Схема двухслойной нелинейной модели.

трами в области больших скольжений рассмотрим вторую расчетную модель (рис. 4) в виде двух цилиндрических слоев: первый слой, равный глубине проникновения Δ_e , на котором μ изменяется по закону (1), и второй слой — ненасыщенное «ярмо» при таком же законе изменения μ , причем $\mu_{2e} \gg \mu_{1k}$. Такая модель приближается к физической интерпретации поверхностного эффекта по [Л. 1], если считать, что глубина проникновения поля, на которой μ обращается в бесконечность, равна Δ_e .

Тогда решение уравнений Эйлера для двух слоев будет:

$$E_{z1} = C_1 r^{v_1} + C_2 r^{v_2}; \quad E_{z2} = C'_1 r^{v_1}.$$

Постоянные C_1 , C_2 , C'_1 определяются из граничных условий:

при $r = R_1$

$$C_1 R_1^{v_1} + C_2 R_1^{v_2} = E_{z10};$$

при $r = R_2$

$$C_1 R_2^{v_1} + C_2 R_2^{v_2} = C'_1 R_2^{v_1}, \quad R_2 = R_1 - \Delta_e,$$

при $r = R_2$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu_{1k}} (v_1 C_1 R_2^{v_1-1} + v_2 C_2 R_2^{v_2-1}) &= \\ &= \frac{1}{\mu_{2e}} (v'_1 C'_1 R_2^{v_1-1}), \end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned} C_2 &= -C_1 \frac{R_2^{v_1} \left(v_1 - \frac{\mu_{1k}}{\mu_{2e}} v'_1 \right)}{R_2^{v_2} \left(v_2 - \frac{\mu_{1k}}{\mu_{2e}} v'_1 \right)}; \\ C_1 &= -\frac{(C_1 R_2^{v_1} + C_2 R_2^{v_2})}{R_2^{v_1}}. \end{aligned}$$

Пренебрегая $v'_1 \mu_{1k} / \mu_{2e}$ по сравнению с v_1 , после некоторых преобразований получим волновое полное сопротивление двухслойного ротора:

$$Z_r = \left(\frac{E_{z1}}{H_{c1}} \right)_{r=R_1} = Z_{r1} \frac{1 - \frac{v_1}{v_2} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{v_1-v_2}}{1 - \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{v_1-v_2}} = Z_{r1} \lambda, \quad (28)$$

где Z_{r1} определяется по (18).

Согласно уравнению (10a)

$$\frac{v_1}{v_2} = -\frac{a^2 + b^2 - 1 + 2jb}{(a+1)^2 + b^2}; \quad v_1 - v_2 = 2(a+jb).$$

Учитывая, что

$$\left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2(a+jb)} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2a} (\cos \varphi + j \sin \varphi),$$

где $\varphi = 2b \ln \frac{R_2}{R_1}$, из уравнения (28) получаем параметры двухслойного ротора в характерной критериальной форме:

$$R_r = \chi_r \lambda_r - \chi_x \lambda_x; \quad X_r = \chi_x \lambda_r + \chi_r \lambda_x,$$

где χ_r , χ_x определяются по (22);

$$\begin{aligned} \lambda_r &= \operatorname{Re} [\lambda] = 1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2a} \times \\ &\times \frac{(m + \cos \varphi) c + (n + \sin \varphi) d}{c^2 + d^2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \lambda_x &= \operatorname{Im} [\lambda] = \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2a} \times \\ &\times \frac{(m + \cos \varphi) d + (n + \sin \varphi) c}{c^2 + d^2}; \\ m &= a_1 \cos \varphi - b_1 \sin \varphi; \quad n = b_1 \cos \varphi + a_1 \sin \varphi; \\ a_1 &= \frac{a^2 + b^2 - 1}{(a+1)^2 + b^2}; \quad b_1 = \frac{2b}{(a+1)^2 + b^2}; \\ c &= 1 - \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2a} \cos \varphi; \\ d &= \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^{2a} \sin \varphi. \end{aligned}$$

Зависимость активного и реактивного волновых параметров двухслойного ротора от магнитного числа Рейнольдса ϵ_R для двухполюсной машины приведена на рис. 5 (сплошные линии). Там же показаны волновые параметры ротора, найденные в цилиндрической системе координат при $\mu = \text{const}$ (штрих-пунктир).

Сравнение параметров ротора, найденных для двухслойной нелинейной модели с параметрами, определенными при $\mu = \text{const}$, показывает, что коэффициенты, учитывающие изменение μ по глубине (рис. 5), практически постоянны в широком диапазоне ϵ_R вплоть до весьма малых.

Из физических соображений ясно, что двухслойная модель имеет смысл при $\epsilon_R > 1$ (для $2p=2$) и $\epsilon_R > 0,25$ (для $2p=4$). Однако уже при $\epsilon_R < 2$ выбранный закон изменения $\mu = f(r)$ приводит к чрезмерно большому значению μ , в результате чего сильно возрастают волновые активное и реактивное сопротивления.

Завышенная магнитная проницаемость ярма (или отношение μ_{2e}/μ_{1k}), кроме того, является причиной заниженного реактивного сопротивления в области больших значений ϵ_R , как это следует из теории двухслойного ротора. Более оправданно с физической точки зрения считать магнитную проницаемость ярма постоянной и использовать известное решение уравнения Бесселя. Однако это предполагает, помимо усложнения решения задачи, задание отношения магнитных проницаемостей на по-

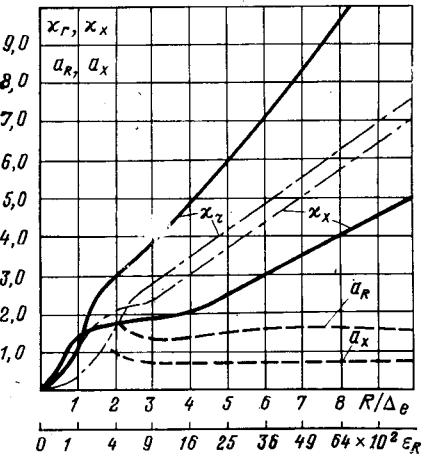


Рис. 5. Изменение волновых параметров двухслойного ротора и коэффициенты a_R , a_x в функции ϵ_R .

верхности ротора и постоянного значения μ , равного максимальному для соответствующей стали.

Аналогично можно определить параметры зубчатого ротора, если за первый слой глубиной d принять зубцы и пазы с эквивалентными параметрами μ_1, σ_1 , за второй — однородное ярмо ротора. Далее интересным было бы рассмотрение трехслойной системы: 1-й слой — зубцовая зона; 2-й — эффективная глубина проникновения в ярмо; 3-й — ненасыщенное ярмо.

Расчеты, проведенные по определению параметров предложенных моделей показывают, что принятие закона изменения магнитной проницаемости по уравнению (1) приводит к более реальным значениям параметров и одновременно отличаются достаточной простотой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949.
- Вольдек А. И. Индукционные МГД-машины с жидкостно-металлическим рабочим телом. М., «Энергия», 1970.
- Постников И. М., Остапчук Л. Б., Постников В. И. Годограф тока и параметры массивного ротора асинхронной машины. — «Электричество», 1975, № 1.
- Маергойз И. Д., Полящук Б. И. Расчет электромагнитного поля и параметры схем замещения асинхронных машин со сплошным ферромагнитным ротором. — «Электричество», 1972, № 6.
- McConnel H. M. The Polyphase Induction Motor with Solid Rotor. — «AIEE Trans.», 1953, April, vol. 72, p. 103—111.
- Wood A. J., Concordia C. An Analysis of Solid Rotor Machines. Part IV: An Approximate Nonlinear Analysis. — «AIEE Trans.» (PAS), 1960, April, vol. 79, p. 26—31.

[23.6.1976]



УДК 621.313.401.7

Способ прогнозирования состояния электрических машин

ОСИПОВ В. М., РОЙТМАН Л. М., АДАМ А. М., ФЕДОРОВ В. К.,
ВОЛОВОДЕНКО В. А.

Томск

Существующие методы определения неисправностей электрических машин [Л. 1] приводят в ряде случаев к необходимости демонтажа машины с последующим прямым измерением параметров ее элементов. В статье на базе разработанного в [Л. 2] метода определения неисправностей в сложных объектах предложен способ прогнозирования состояния машины, а также методика точного определения места неисправностей неявнополюсных машин, не требующая их демонтажа.

Изложим вкратце основы метода [Л. 2].

Рассмотрим произвольную линейную многополюсную электрическую цепь. Пусть ее контролируемым параметром будет некоторая системная функция $F(p)$. Запишем уравнение узловых напряжений этой цепи, выбрав узлы так, чтобы в любую ветвь входили лишь однохарактерные элементы:

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{Y}] [\mathbf{U}], \quad (1)$$

где $[\mathbf{I}]$ — матрица-столбец узловых токов; $[\mathbf{U}]$ — матрица-столбец узловых напряжений; $[\mathbf{Y}]$ — матрица проводимости узловых уравнений.

Как показано в [Л. 3], системная функция представима в виде отношения миноров или алгебраических сумм миноров соответственного одинакового порядка. Следовательно, справедливо следующее соотношение:

$$F(p) = \frac{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^n \bar{y}_{\alpha i} \bar{y}_{\alpha 2} \dots \bar{y}_{\alpha k}}{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^n \bar{y}_{\beta i} \bar{y}_{\beta 2} \dots \bar{y}_{\beta n}}, \quad (2)$$

где $y_{\alpha i}$ (βi) — проводимость двухполюсного элемента или параметр матрицы проводимости необратимого элемента, входящего в цепь.

Контролируемый параметр $F(p)$ может изменяться в результате одновременного отклонения от

нормальных величин какого-либо набора

$$(\bar{y}_{\alpha i}, \bar{y}_{\alpha j}, \dots, \bar{y}_{\alpha r}).$$

Начнем построение методики нахождения и неисправностей с учетом условия о нулевой вероятности одновременного отклонения от нормальных величин трех и более элементов. Далее будет показано, что при снятии этого условия для поиска неисправности можно применять фактически ту же методику.

Поскольку узлы выбраны так, что в любую ветвь входят лишь однохарактерные элементы, можно записать соотношение

$$\bar{y}_{\alpha i} = \frac{y_{\alpha i}}{p}; \quad \left. \begin{array}{l} \bar{y}_{\alpha i} = \\ y_{\alpha i}; \\ y_{\alpha i} p, \end{array} \right\} \quad (3)$$

где $y_{\alpha i}$ — емкость, резистивная проводимость или параметр матрицы проводимости необратимого элемента, значение обратной индуктивности; p — комплексная частота.

Для любой пары проводимостей $(\bar{y}_{\alpha i}, \bar{y}_{\alpha k})$ выражение (2) с учетом (3) можно представить в виде

$$F(p) = \frac{A_1(p)y_{\alpha i} + A_2(p)y_{\alpha i}y_{\alpha k} + A_3(p)y_{\alpha k} + A_4(p)}{A_5(p)y_{\alpha i} + A_6(p)y_{\alpha i}y_{\alpha k} + A_7(p)y_{\alpha k} + A_8(p)}. \quad (4)$$

Заметим, что справедливо тождество

$$\frac{dA_i(p)}{dy_{\alpha i}} = \frac{dA_\beta(p)}{dy_{\alpha k}} = 0. \quad (5)$$

Используя (4), запишем следующее уравнение:

$$\begin{aligned} y_{\alpha i}[A_1(p) - F(p)A_5(p)] + y_{\alpha i}y_{\alpha k}[A_2(p) - \\ - F(p)A_6(p)] + y_{\alpha k}[A_3(p) - F(p)A_7(p)] = \\ = F(p)A_8(p) - A_4(p). \end{aligned} \quad (6)$$

мальной мощностью p . В этом случае для всех возможных наборов из n элементов найдем коэффициенты разложения числителя и знаменателя в следующем виде:

$$\begin{aligned} & \Sigma B_{\alpha i} y_{\alpha i} + \Sigma B_{\alpha i k} y_{\alpha i} y_{\alpha k} + \dots + B_{\alpha 1 \alpha 2 \dots \alpha n} y_{\alpha 1} y_{\alpha 2} \dots y_{\alpha n} + B_0(p) \\ F(p) = & \frac{\alpha_i = (\alpha_1 + \alpha_n) \alpha_i, \alpha_k = (\alpha_1 + \alpha_n), \alpha_i \neq \alpha_k}{\Sigma C_{\alpha i} y_{\alpha i} + \Sigma C_{\alpha i k} y_{\alpha i} y_{\alpha k} + \dots + C_{\alpha 1 \alpha 2 \dots \alpha n} y_{\alpha 1} y_{\alpha 2} \dots y_{\alpha n} + C_0(p)}, \end{aligned}$$

где для любого коэффициента числителя или знаменателя справедливо тождество

$$\frac{dB}{dy_{\alpha i}} = \frac{dC}{dy_{\alpha i}} = 0.$$

Последнее выражение можно преобразовать в нелинейное уравнение, подобное (6), с коэффициентами, зависящими от комплексной частоты p . Из полученного уравнения последовательным исключением нелинейных компонент (это достигается за счет изменения на каждом этапе текущей частоты p) можно получить систему n линейных уравнений с неизвестными $y_{\alpha 1}, y_{\alpha 2}, \dots, y_{\alpha n}$ и окончательно выразить параметр $y_{\alpha i}$ через значения коэффициентов B и C для соответствующего разложения и значения $F(p)$ в контрольных частотах (число контрольных частот равно $N+n$, где N — число нелинейных компонент исходного уравнения).

Пусть в процессе эксплуатации изменились значения системной функции $F(p)$ в контрольных частотах. Для нахождения неисправностей необходимо измерить значения $F(p)$ в двух наборах контрольных частот и для каждого множества элементов ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$) вычислить значения $y'_{\alpha 1}, y'_{\alpha 2}, \dots, y'_{\alpha n}$ соответственно для двух наборов контрольных частот. Множество элементов M , для которого значения проводимостей элементов цепи отклонились от нормальных величин, — все элементы этого множества, либо элементы какого-то подмножества этого множества. Для проверки второй гипотезы образовываем l множеств, в каждое из которых входит $n-1$ элементов множества M и какой-либо элемент цепи, не входящий в него. Для этих мно-

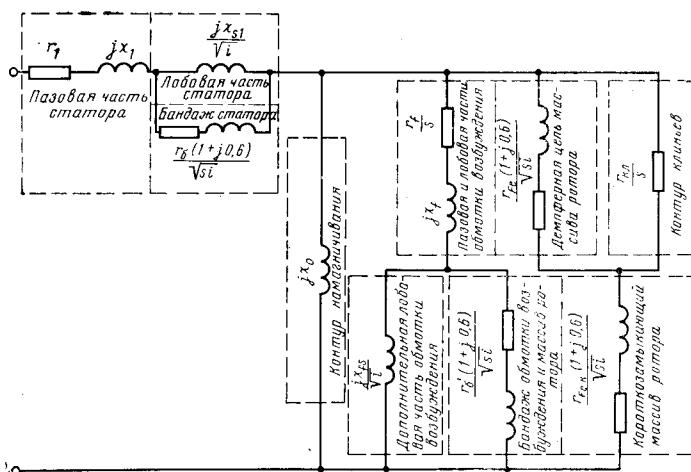


Рис. 1.

жеств производим указанные выше вычисления (если для этих множеств такие вычисления не производились раньше). Если ни для одного множества вычисленные значения проводимостей для двух наборов контрольных частот попарно не совпадают, то это значит, что одновременно отклонились от нормальных величин все элементы множества M .

В случае, если найдутся множества S_1, S_2, S_h , для которых попарно совпадают проводимости, вычисленные соответственно для двух наборов контрольных частот, то номера элементов, величины проводимостей которых отклонились от нормальных величин, определяются как элементы пересечения множества S_1, S_2, \dots, S_h .

Предлагаемая методика эффективно может быть использована для определения неисправностей в любых устройствах, допускающих линейные связи между основными величинами.

Применение этого метода для отыскания места неисправностей в неявнополюсной синхронной машине основано на использовании ее схемы замещения, отражающей в наибольшей степени состояние машины в различных режимах. В связи с этим остановимся на схеме замещения рис. 1 [Л. 1], ко-

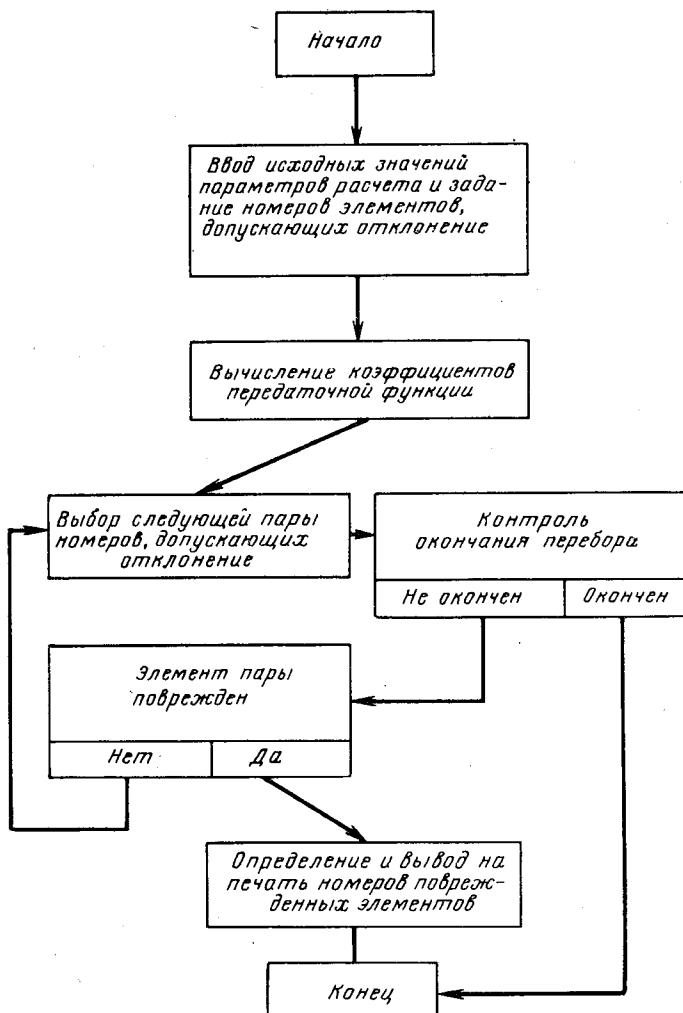


Рис. 2.

торая признана наиболее удачной для машин этого типа.

Важная особенность этой схемы замещения такова, что ее отдельные элементы соответствуют одним и только одним конструктивным элементам машины. Следовательно, по изменению каких-либо элементов схемы замещения можно однозначно судить о том, какой из конструктивных параметров изменил свое значение. На основе статистики эксплуатационных повреждений электрических машин и в связи с тем, что в схеме замещения каждому конструктивному элементу соответствует не более двух замещающих элементов, алгоритм контроля должен распространяться не на все возможные парные комбинации элементов, как в общем случае, а только на те пары элементов, которые соответствуют определенным конструктивным элементам машины. Это обстоятельство определяет значительное уменьшение объема вычислений по сравнению с объемом вычислений по общему методу определения неисправностей в сложных объектах.

В нашей задаче контролируемой системной функцией будет являться входное сопротивление машины. Следовательно, для прогнозирования состояния машины по предлагаемой методике необходимо

ходимо измерять входное сопротивление на двух наборах частот $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ и $\omega'_1, \omega'_2, \omega'_3$ (фактически на любых четырех частотах, лежащих в рабочем диапазоне схемы замещения) в различные моменты времени. Подставляя измеряемую информацию в формулы (7) и (9), можно получить зависимость параметров машины во времени, по которой провести анализ состояния машины. В случае, если машина вышла из строя, для определения точного места неисправностей необходимо лишь измерить входное сопротивление на четырех частотах с дальнейшим определением места повреждения по формулам (7) и (9).

Алгоритмы прогнозирования состояния машины и определение точного места неисправностей можно реализовать на ЦВМ по блок-схеме рис. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гемке Р. Г. Неисправности электрических машин. М., «Энергия», 1969.
2. Осипов В. М., Ройтман Л. М. Детерминированный подход к проблеме обнаружения неисправностей в сложных динамических системах. Тезисы доклада Всесоюзной конференции «Достижения технической кибернетики высшей школы». Киев.
3. Зелях Э. В., Ройтман Л. М. Методы определения z -параметров $2n$ -полюсников. Киев, «Вопросы электросвязи», 1970. [22.9.1976]



УДК 621.316.719.2.001.5

Электромагнитный момент малоинерционного тормоза с полым немагнитным ротором сложной конфигурации

Канд. техн. наук ХАЙРУЛЛИН И. Х., АФАНАСЬЕВ Ю. В.

Уфимский авиационный институт

Одной из проблем, возникающих при расчете электромагнитных тормозов с полым ротором, является учет поперечного краевого эффекта. В работах, посвященных микромашинам с полыми роторами [Л. 1 и 2] и экранированным электрическим машинам [Л. 3], рассматриваются неявнополюсные конструкции. Явнополюсные машины с простейшим симметричным расположением ротора рассматриваются в работах [Л. 4—6].

В последнее время находят применение явнополюсные малоинерционные электромагнитные тормоза с несимметричными роторами с достаточно сложной конфигурацией вылетов, что не позволяет использовать результаты указанных работ для расчета этих машин. В настоящей статье приведено решение задачи по определению электромагнитного поля с учетом поперечного краевого эффекта во вторичной системе, представляющей собой общий случай несимметричного ротора, имеющего вылеты с i зонами проводимости. На основе решения и ряда упрощений получено выражение для определения электромагнитного момента тормоза, удобное для инженерных расчетов.

При решении задачи использовались следующие допущения:

размер немагнитного зазора намного меньше радиуса его кривизны;

поле в немагнитном зазоре плоскопараллельное;

первичное поле задано основной гармоникой индукции;

первичное поле вне индуктора отсутствует;

магнитная проницаемость немагнитного зазора равна проницаемости вакуума μ_0 .

На рис. 1 представлена расчетная схема машины. Система цилиндрических координат связана с ротором. В роторе можно выделить область действия магнитного поля возбуждения I и области лобовых частей II и III , в последних выделяются зоны, отличающиеся своим расположением и электрической проводимостью.

Уравнения электромагнитного поля для активной области I :

$$\left. \begin{aligned} \frac{dH_\rho}{dz} &= \sigma E_z + \delta_z; \quad j\omega H_\rho = \sigma E_z = \delta_z; \\ j\omega E_z + \frac{dE_z}{dz} &= j\omega \mu_0 H_\rho + j\omega B_{dm0}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В областях II и III (лобовых частях):

для цилиндрических зон с $\rho = \text{const}$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{H}_{\rho i}}{dz} &= \sigma \dot{E}_{\varphi i} = \dot{\delta}_{\varphi i}; \\ j\alpha \dot{H}_{\rho i} &= \sigma \dot{E}_{z i} = \dot{\delta}_{z i}; \\ j\alpha \dot{E}_{z i} + \frac{d\dot{E}_{\varphi i}}{dz} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

для дисковых зон с $z = \text{const}$

$$\left. \begin{aligned} -j\alpha \dot{H}_{z i} &= \sigma \dot{E}_{\rho i} = \dot{\delta}_{\rho i}; \\ -\frac{d\dot{H}_{z i}}{dp} &= \sigma \dot{E}_{\varphi i} = \dot{\delta}_{\varphi i}; \\ \frac{d\dot{E}_{\varphi i}}{dp} + \frac{1}{\rho} \dot{E}_{\varphi i} + j\alpha \dot{E}_{\rho i} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь \dot{H}_ρ , \dot{H}_z , \dot{E}_φ , \dot{E}_z , \dot{E}_ρ , $\dot{\delta}_\varphi$, $\dot{\delta}_z$, $\dot{\delta}_\rho$ — комплексные амплитуды напряженности магнитного и электрического полей и плотности токов, индуцированных при вращении ротора; $B_{\delta m 0}$ — амплитуда индукции начального магнитного поля; $\omega = p\Omega$; p — число пар полюсов; Ω — скорость вращения ротора; $a = \pi/\tau$ (τ — полюсное деление); σ — удельная проводимость материала ротора.

Для решения задачи паведенные во вторичной системе токи и их магнитное поле раскладываются по двум осям [Л. 7]: поперечной — q и продольной — d , т. е.

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_\rho &= \dot{H}_{\rho d} + j\dot{H}_{\rho q}; \quad \dot{\delta}_z = \dot{\delta}_{zd} + j\dot{\delta}_{zq}; \\ \dot{\delta}_\varphi &= \dot{\delta}_{\varphi d} + j\dot{\delta}_{\varphi q} \text{ и т. д.} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

По закону полного тока в активной области с учетом явнополюсности магнитной системы и наличия двух воздушных зазоров:

для продольных составляющих

$$\left. \begin{aligned} j\alpha \frac{\delta_b k_\delta k_{\mu d}}{k_{ad}} \dot{H}_{\rho d} &= \Delta \dot{\delta}_{zd}; \\ \frac{\delta_b k_\delta k_{\mu d}}{k_{ad}} \frac{d\dot{H}_{\rho d}}{dz} &= \Delta \dot{\delta}_{\varphi d}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

для поперечных составляющих

$$\left. \begin{aligned} j\alpha \frac{\delta_b k_\delta k_{\mu q}}{k_{aq}} \dot{H}_{\rho q} &= \Delta \dot{\delta}_{zq}; \\ \frac{\delta_b k_\delta k_{\mu q}}{k_{aq}} \frac{d\dot{H}_{\rho q}}{dz} &= \Delta \dot{\delta}_{\varphi q}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где δ_b — немагнитный зазор; Δ — толщина ротора в области I ; k_δ — коэффициент зазора; $k_{\mu d}$, $k_{\mu q}$ — коэффициенты магнитного насыщения соответственно по продольной и поперечной осям; k_{ad} , k_{aq} — коэффициенты формы поля продольной и поперечной реакции якоря, учитывающие уменьшение амплитуд основных гармоник полей реакции якоря, обусловленное явнополюсностью магнитной системы (определяются по кривым [Л. 7 и 8]).

Решение уравнений (1) относительно $H_{\rho d}$ (в активной области) с учетом (3) — (5) приводит

к дифференциальному уравнению четвертого порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^4 \dot{H}_{\rho d}}{dz^4} - 2\alpha \frac{d^2 \dot{H}_{\rho d}}{dz^2} + \alpha^4 (1 - \varepsilon_d^2 k) \dot{H}_{\rho d} + \\ + \alpha^2 \sigma \omega \varepsilon_d k B_{\delta m 0} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где ε_d — магнитное число Рейнольдса;

$$\varepsilon_d = \frac{\mu_0 \sigma \omega}{\alpha^2} k_d;$$

$k = \frac{k_q}{k_d}$ — коэффициент явнополюсности; k_d и k_q — коэффициенты приведения по продольной и поперечной осям; могут быть получены из (4) и (5):

$$k_d = \frac{\Delta k_{ad}}{\delta_b k_\delta k_{\mu d}},$$

$$k_q = \frac{\Delta k_{aq}}{\delta_b k_\delta k_{\mu q}}.$$

Решение уравнений (2) относительно $H_{\rho d i}$ и $H_{\rho q i}$ приводит к дифференциальным уравнениям второго порядка, справедливым для d - и q -составляющих:

для зон с $\rho = \text{const}$

$$\frac{d^2 \dot{H}_{\rho i}}{dz} - \alpha^2 \dot{H}_{\rho i} = 0; \quad (7)$$

для зон с $z = \text{const}$

$$\rho^2 \frac{d^2 \dot{H}_{z i}}{dp^2} + \rho \frac{d\dot{H}_{z i}}{dp} - p^2 \dot{H}_{z i} = 0. \quad (8)$$

Составляющая напряженности магнитного поля по продольной оси в активной области связана

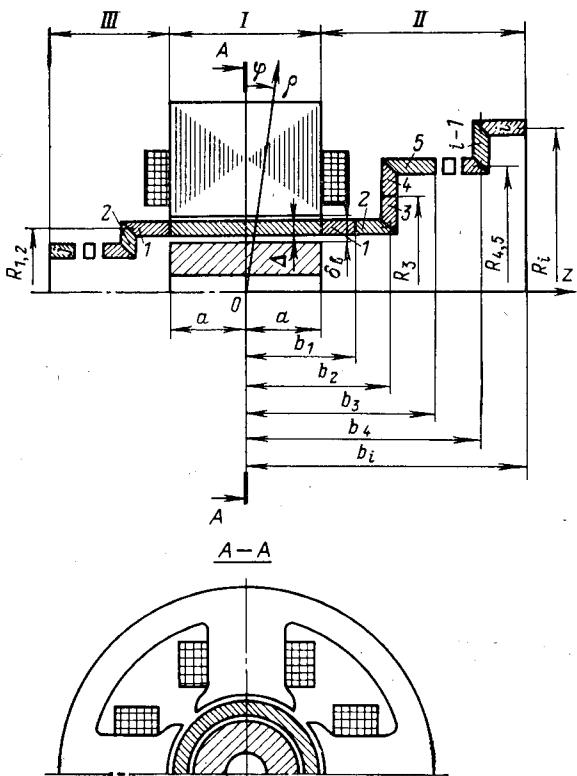


Рис. 1.

с составляющей по поперечной оси уравнением:

$$\frac{d^2 \dot{H}_{pd}}{dz^2} - \alpha^2 \dot{H}_{pd} = -\sigma \omega_0 k_q \dot{H}_{pd}. \quad (9)$$

Решение уравнения (6) определяется в виде:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{pd} = & C_1 \operatorname{ch} \lambda_1 z + C_2 \operatorname{ch} \lambda_2 z + \\ & + C_3 \operatorname{sh} \lambda_3 z + C_4 \operatorname{sh} \lambda_4 z - A. \end{aligned} \quad (10)$$

Из уравнений (9) и (10) следует:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{pd} = & -j \frac{1}{V k} (C_1 \operatorname{ch} \lambda_1 z - C_2 \operatorname{ch} \lambda_2 z + \\ & + C_3 \operatorname{sh} \lambda_3 z - C_4 \operatorname{sh} \lambda_4 z) - \frac{A}{\epsilon_d k}, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$A = \frac{\sigma \omega \epsilon_d k}{\alpha^2 (1 + \epsilon_d^2 k)} B_{dm0}; \quad \lambda_1 = \lambda; \quad \lambda_2 = * \lambda;$$

$\lambda_3 = -\lambda$; $\lambda_4 = -*\lambda$ — корни характеристического уравнения;

$$\lambda = \alpha (m + jn); \quad m = \frac{\sqrt{\sqrt{1 + \epsilon_d^2 k} + 1}}{\sqrt{2}};$$

$$n = \frac{\sqrt{\sqrt{1 + \epsilon_d^2 k} - 1}}{\sqrt{2}}.$$

Решения уравнений (7) и (8) определяются в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_{pi} = & C_{4i+1} \operatorname{sh} \alpha_i z + C_{4i+2} \operatorname{ch} \alpha_i z; \\ \dot{H}_{zi} = & C_{4i+1} p + C_{4i+2} p^{-}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Выражения для напряженности электрического поля и плотности тока в активной области и любой зоне в лобовых частях находятся совместным решением в первом случае уравнений (10) и (1), (11) и (1), во втором — (12) и (2).

Постоянные интегрирования находятся из известных граничных условий, а именно из равенства на границе нормальных составляющих плотности тока и равенства тангенциальных составляющих напряженности электрического поля.

В области II между цилиндрическими i -ми и $(i+1)$ -ми зонами с $r = \text{const}$ граничные условия для продольных составляющих векторов определяются выражениями:

$$\dot{E}_{\varphi di}|_{z_i} = \dot{E}_{\varphi i(i+1)}|_{z_i}; \quad \dot{\delta}_{zdi}|_{z_i} = \dot{\delta}_{zd(i+1)}|_{z_i}, \quad (13)$$

где z_i — координата границы.

На границе между дисковыми зонами с $z = \text{const}$:

$$\dot{E}_{\varphi di}|_{z_i} = \dot{E}_{\varphi i(i+1)}|_{z_i}; \quad (14)$$

$$\dot{\delta}_{pdi}|_{p_i} = \dot{\delta}_{pd(i+1)}|_{p_i},$$

где p_i — координата границы.

На границе между цилиндрической и дисковой зонами

$$\dot{E}_{\varphi di}|_{z_i} = \dot{E}_{\varphi i(i+1)}|_{z_i}; \quad \dot{\delta}_{zdi}|_{z_i} = \dot{\delta}_{pd(i+1)}|_{z_i}. \quad (15)$$

На границе с непроводящим телом

$$\dot{\delta}_{zdi}|_{z_i} = 0; \quad \dot{\delta}_{pdi}|_{p_i} = 0. \quad (16)$$

Уравнения (13)–(16) справедливы для поперечных составляющих векторов напряженности электрического поля и плотности тока в области II, а также для продольных и поперечных составляющих в области III, при этом уравнения для каждого случая будут отличаться только индексами при \dot{E} и $\dot{\delta}$.

Постоянные интегрирования для активной области

$$C_2 = \dot{C}_1; \quad C_1 = \frac{M_1 (k_1 P_1 + k_2 P_2)}{N_1 P_2 + N_2 P_1};$$

$$M_1 = \frac{A}{2} \left(1 + j \frac{1}{\epsilon_d V k} \right);$$

$$P_1 = k_1 \operatorname{sh} \lambda a + \frac{\lambda}{\alpha} \operatorname{ch} \lambda a;$$

$$P_2 = \frac{\lambda}{\alpha} \operatorname{ch} \lambda a + k_2 \operatorname{sh} \lambda a;$$

$$N_1 = k_1 \operatorname{ch} \lambda a + \frac{\lambda}{\alpha} \operatorname{sh} \lambda a;$$

$$N_2 = \frac{\lambda}{\alpha} \operatorname{sh} \lambda a + k_2 \operatorname{ch} \lambda a;$$

$$C_4 = \dot{C}_3; \quad C_3 = \frac{M_1 (k_3 N_2 - k_4 N_1)}{N_1 P_2 + N_2 P_1}.$$

Выражения для постоянных, характеризующих области II и III здесь не приводятся, так как они непосредственно не используются при определении электромагнитного момента.

Выражения (10) и (11) справедливы для машины, имеющей ротор с вылетами сколь угодно сложной конфигурации. Последнюю в этих выражениях характеризуют k_i и k_j — коэффициенты зон, прилегающих к активной области. Решение задачи для i -х зонных вылетов различной конфигурации позволяет установить структуру и закономерность образования этих коэффициентов. Из структуры следует, что выражения как для k_i , так и для k_j аналогичны и определяются комбинацией уравнений двух типов:

для области II

$$k_{di} = \frac{\sigma'_{i-1}}{\sigma'_i} \frac{R_{i-1}^{2p} R_i^{-2p} \frac{1+k_c}{1-k_c} - 1}{R_{i-1}^{2p} R_i^{-2p} \frac{1+k_c}{1-k_c} + 1}; \quad (17)$$

$$k_{ui} = \frac{\sigma'_{i-1}}{\sigma'_i} \frac{\beta_i - \operatorname{th} \alpha_i b_i}{1 - \beta_i \operatorname{th} \alpha_i b_i}, \quad (18)$$

где

$$\beta_i = \frac{\operatorname{th} \alpha_i b_{i+1} + k_c}{1 + k_c \operatorname{th} \alpha_i b_{i+1}};$$

k_{di} — коэффициент, характеризующий i -ю зону, имеющую форму диска (зоны 3, 4, рис. 1); k_{ui} — коэффициент зоны, имеющей форму полого цилиндра (зоны 1, 2, 5); k_c — коэффициент следующей по счету зоны; $\sigma'_{i-1} = \Delta_i \sigma_i / \Delta$ — приведенная проводимость i -й зоны; Δ_i — толщина ротора в i -й зоне; σ_i — удельная электрическая проводимость материала ротора в i -й зоне; $a_i = p/R_i$; b_i — размер ротора от точки 0 до границы i -й зоны с $(i-1)$ -й зоной проводимости; b_{i+1} — с $(i+1)$ -й зоной.

Для цилиндрической зоны R_i — средний радиус полого ротора в i -й зоне. Для дисковой зоны R_{i-1} и R_i -радиусы границ соответственно $(i-1)$ -й и i -й зон с последующими i -й и $(i+1)$ -й зонами.

Если i -я зона граничит с непроводящей средой, то в уравнении (17) $k_c = \infty$, в (18) $\beta_i = \operatorname{cth} \alpha_i b_{i+1}$.

Выражения для коэффициентов k_{dj} и k_{dz} в области III могут быть получены из (17) и (18) заменой индекса i на j . Если, например, ротор имеет справа от индуктора пять зон (зоны 1-5, рис. 1), то выражение для коэффициента, характеризующего область II, будет иметь вид:

$$k_1 = \frac{\sigma_a}{\sigma'_1} \frac{\beta_1 - \operatorname{th} \alpha_1 a}{1 - \beta_1 \operatorname{th} \alpha_1 a},$$

где

$$\beta_1 = \frac{\operatorname{th} \alpha_1 b_1 + k_2}{1 + k_2 \operatorname{th} \alpha_1 b_1};$$

$$k_2 = \frac{\sigma'_1}{\sigma'_2} \frac{\beta_2 - \operatorname{th} \alpha_2 b_1}{1 - \beta_2 \operatorname{th} \alpha_2 b_1};$$

$$\beta_2 = \frac{\operatorname{th} \alpha_2 b_2 + k_3}{1 + k_3 \operatorname{th} \alpha_2 b_2};$$

$$k_3 = \frac{\sigma'_2}{\sigma'_3} \frac{\left(\frac{R_2}{R_3}\right)^{2p} \frac{1+k_4}{1-k_4} - 1}{\left(\frac{R_2}{R_3}\right)^{2p} \frac{1+k_4}{1-k_4} + 1};$$

$$k_4 = \frac{\sigma'_3}{\sigma'_4} \frac{\left(\frac{R_3}{R_4}\right)^{2p} \frac{1+k_5}{1-k_5} - 1}{\left(\frac{R_3}{R_4}\right)^{2p} \frac{1+k_5}{1-k_5} + 1};$$

$$k_5 = \frac{\sigma'_4}{\sigma'_5} \frac{\operatorname{cth} \alpha_5 b_3 - \operatorname{th} \alpha_5 b_2}{1 - \operatorname{cth} \alpha_5 b_3 \operatorname{th} \alpha_5 b_2};$$

$$a_1 = a_2 = p/R_1.$$

Результирующее значение комплексной амплитуды индукции в зазоре

$$\dot{B} = B_{\delta m 0} + \mu_0 k_d \dot{H}_{pd} + j \mu_0 k_q H_{pq}.$$

Из системы (1) аксиальная составляющая плотности тока определяется в виде:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_z &= j \frac{a}{V \bar{k}} [(V \bar{k} + 1)(C_1 \operatorname{ch} \lambda z - C_3 \operatorname{sh} \lambda z) + \\ &+ (V \bar{k} - 1)(C_2 \operatorname{ch} \lambda z - C_4 \operatorname{sh} \lambda z)] - A \left(j - \frac{1}{\epsilon_d k} \right). \end{aligned}$$

Электромагнитный момент тормоза

$$M = \frac{D}{2} \operatorname{Re} \int_V \frac{\dot{B}}{V^2} \frac{\dot{\delta}}{V^2} dV,$$

где V и D — объем и средний диаметр активной части ротора.

После интегрирования выражение целесообразно представить в виде [Л. 5]:

$$M = M_m m_j, \quad (19)$$

где

$$M_m = p \frac{B^2}{2 \mu_0 k_d} \pi D a \Delta; \quad (20)$$

m_j — относительный момент тормоза

$$\begin{aligned} m_j &= \frac{2 \epsilon^2_d V \bar{k}}{(1 + \epsilon^2_d k)^2} \left\{ 1 + \epsilon^2_d k \right\} \times \\ &\times \left[\frac{X_1 l_2 + Y_1 l_1}{\alpha_d \sqrt{1 + \epsilon^2_d k}} + \frac{1}{\epsilon_d V \bar{k}} \right] + \epsilon^2_d k (1 - k) \times \\ &\times \left[\frac{l_{22} (X_1^2 - Y_1^2 + X_2^2 - Y_2^2) + 2l_{12} (X_1 Y_1 + X_2 Y_2)}{8 \alpha_d \sqrt{1 + \epsilon^2_d k}} + \right. \\ &+ \frac{X_1 (l_1 - l_2 \epsilon_d V \bar{k}) - Y_1 (l_2 + l_1 \epsilon_d V \bar{k})}{\epsilon_d \alpha_d \sqrt{1 + \epsilon^2_d k}} + \\ &\left. + \frac{X_1 Y_1 - X_2 Y_2}{2} - \frac{1}{\epsilon_d V \bar{k}} \right\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Здесь

$$l_1 = (m \operatorname{th} \alpha_1 a + n \operatorname{tg} \alpha_1 a) \operatorname{ch} \alpha_1 a \cos \alpha_1 a;$$

$$l_2 = (n \operatorname{th} \alpha_1 a - m \operatorname{tg} \alpha_1 a) \operatorname{ch} \alpha_1 a \cos \alpha_1 a;$$

$$l_{12} = (m \operatorname{th} 2\alpha_1 a - n \operatorname{tg} 2\alpha_1 a) \operatorname{ch} 2\alpha_1 a \cos 2\alpha_1 a;$$

X_1, X_3 и Y_1, Y_3 — действительные и мнимые части соответственно постоянных C_1 и C_3 , отнесенные к $A/2$.

Полученное выражение (20) для электромагнитного момента тормоза с явнополюсным индуктором и сложной несимметричной конфигурацией ротора при $k_i = k_j$, что соответствует симметричному ротору, аналитически приводится к уравнению, полученному в [Л. 5] и при $k=1$ и $k_i = k_j$, что соответствует неявнополюсной симметричной конструкции, также приводится к известному выражению [Л. 1 и 9].

Анализ выражения (20) показывает, что:

кривые $m_j = f(k, k_i, k_j, \epsilon_d, a/\tau)$ имеют экстремум, что является характерным для индукционных машин;

для конкретной модели тормоза, конструкции ротора и материалов имеет место максимум относительного момента при одной вполне определенной скорости вращения ротора;

с уменьшением относительной длины a/τ или вылетов, что соответствует увеличению коэффициентов k_i и k_j , скорость вращения, при которой достигается максимум относительного момента, растет;

поперечный краевой эффект уменьшает максимум относительного момента;

если одна из выделенных цилиндрических зон вылетов имеет относительную длину $b/\tau > 0,35$, то влияние вылетов обусловливается только их приведенной электрической проводимостью.

Аналогичный вывод можно сделать для дисковых зон при $p = 1 \div 2$ и $\frac{R_{i-1}}{R_i} > 4$, для $p = 3 \div 4$ и $\frac{R_{i-1}}{R_i} > 2$.

Выражение (20) неудобно для инженерных расчетов. Если пренебречь величинами второго порядка малости и ввести ряд упрощений, то оно может быть приведено к виду:

$$m_j = \frac{2 \epsilon (1 + \epsilon^2 k^2)}{(1 + \epsilon^2 k)^2}, \quad (21)$$

где $\epsilon = \epsilon_d k_s$; k_s — коэффициент уменьшения электрической проводимости ротора из-за поперечного краевого эффекта:

$$k_s = 1 - \frac{\operatorname{th} \alpha a}{\alpha a} \times \\ \times \frac{2k_i k_j \operatorname{th} \alpha a + k_i + k_j}{(1 + k_i \operatorname{th} \alpha a)(k_j + \operatorname{th} \alpha a) + (1 + k_j \operatorname{th} \alpha a)(k_i + \operatorname{th} \alpha a)}.$$

Выражения (19) — (21) согласно принятым допущениям получены с учетом только основной гармоники первичного магнитного поля. Приближенный расчет момента от высших пространственных гармонических полей индуктора может быть произведен без учета явнополюсности индуктора [Л. 10], т. е. при $k=1$ по формуле (19), где m_j представлен упрощенным выражением (21), при этом (19) для v -й гармоники приводится к виду:

$$M_v = p_v \frac{B_{dm}^2}{\mu_0 k_{dv}} \pi D a \Delta \frac{\epsilon_v}{1 + \epsilon_v^2}, \quad (22)$$

где

$$p_v = p v; \quad \epsilon_v = \epsilon_d v k_{dv}; \quad k_{dv} = \frac{\Delta}{\delta_B}; \\ k_{dv} = 1 - \frac{2k_i k_j + k_i + k_j}{2\alpha_v a (1 + k_i) (1 + k_j)}; \quad \alpha_v = \alpha v.$$

По выражениям для относительного электромагнитного момента (20) и (21) проведены сравнительные расчеты с целью оценки погрешности, вносимой упрощениями. Расчеты проводились на ЦВМ при следующих значениях безразмерных параметров тормоза

$$k = 0,5; 1; 1,5; 2; \quad \epsilon_d = 0,5; 1; 1,5; 2; 3; 5; \\ k_j = 1; 2,5; 10; \quad k_n = \frac{k_i}{k_j} = 0,2; 0,8; 1; \\ \frac{a}{\tau} = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,8; 1,2; 1,6; 2.$$

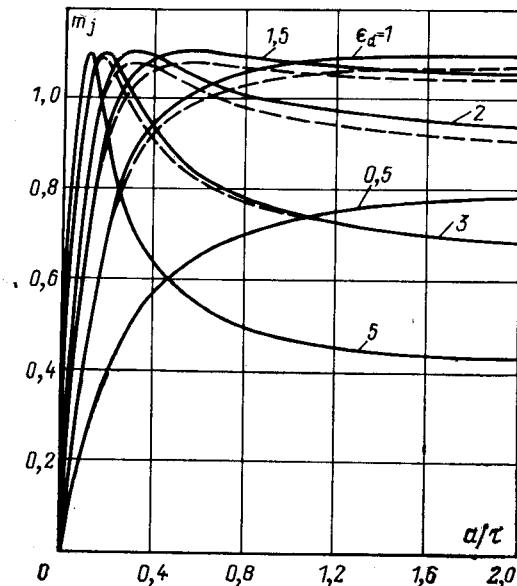


Рис. 2.

Из анализа полученных кривых $m_j = f\left(\frac{a}{\tau}, \epsilon; k; k_n, k_j\right)$ следует, что полученный по упрощенной фор-

муле (21) момент больше, чем при расчете по формуле (20) для машин без вылетов на 5—15%, а для наиболее часто встречающихся конструкций $k_j \leq 3$ на 3—5%.

На рис. 2 для примера представлены характеристики тормоза с $k=0,5$, $k_n=0,2$ и $k_j=2,5$ [расчет по формуле (21) — сплошные линии; по формуле (20) — штриховые].

Экспериментальная проверка проводилась на ряде моделей тормозов с алюминиевыми и медными роторами, имеющими симметричную и несимметричную конструкции.

Измерение тормозного момента производилось при постоянной температуре полого ротора по значению ускорения (замедления) врачающегося маховика с определенным моментом инерции. Для определения замедления применялся метод численного дифференцирования кривой выбега ротора. При определении электромагнитного момента тормоза из полного момента вычитался момент от трения в подшипниках и аэродинамического трения. Из-за быстрого нагрева полого ротора время торможения ограничивалось 1—2 с и, кроме того, вводилась поправка на изменение температуры из предположения, что процесс нагрева ротора адиабатический. Погрешность экспериментального определения момента составляет не более 10%.

На рис. 3 представлены расчетные и экспериментальные (кривая 3) кривые для одной из моделей с индукцией в зазоре при неподвижном роторе $B_{dm}=0,8$ Т. Кривая 1 построена по упрощенным формулам (21) и (22), кривая 2 по формуле (23) [Л. 6], кривая 4 по формулам (19), (20) и (22).

Сравнение характеристик, полученных для ряда тормозов с несимметричными роторами по упрощенным

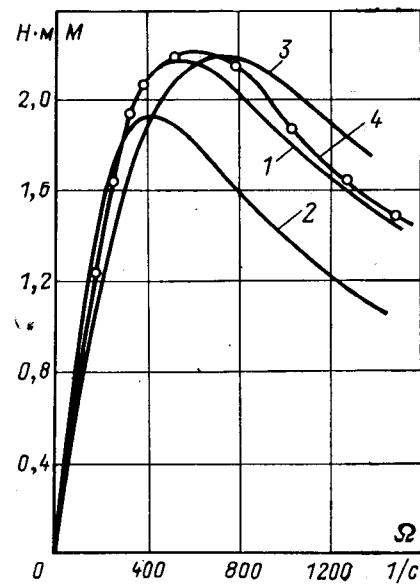


Рис. 3.

щенным формулам и экспериментально, а также с кривыми, построенными по формулам известных работ [Л. 5 и 6], показало, что расхождение расчетных данных по [Л. 5] и эксперимента составляет 18%, по формуле [Л. 6] до 27%, а по формулам (21) и (22) не превышает 16%, что позволяет считать полученные выражения для электромагнитного момента вполне приемлемыми для инженерных расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вевюрок И. А. Индукционные машины с полым немагнитным ротором. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1959. 27 с. (МЭИ).
2. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором. М., «Энергия», 1968. 328 с.
3. Кирюхин В. П. Аналитическое определение интегральных параметров тонкостенных немагнитных экранов индук-

ционных электрических машин. — «Электричество», 1973, № 9, с. 34—39.

4. Калинин Т. К. Явнополюсные МГД-насосы. Рига, «Зиннатне», 1969. 171 с.

5. Тамоян Г. С., Хайруллин И. Х. Некоторые вопросы теории малоинерционных тормозов. — В кн.: Доклады научно-технической конференции. М., МЭИ, 1969, с. 264—273.

6. Сердюк Ф. А., Потапов Л. А. Аналитическое исследование процесса торможения вихревыми токами. — «Труды Воронежского ПИ. Электрические машины», 1970, с. 114—123.

7. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока. М.—Л., «Наука», 1965.

8. Вольдек А. И. Электрические машины. Л., «Энергия», 1974. 840 с.

9. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкотемпературным рабочим телом. Л., «Энергия», 1970. 272 с.

10. Хайруллин И. Х. Теоретическое и экспериментальное исследование малоинерционных электромагнитных тормозов. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1970. 30 с. (МЭИ).

[24.11.1975]



УДК 621.314.26.027.5:621.316.717

Особенности пуска тиристорных преобразователей частоты напряжением 6—10 кВ с автономным инвертором тока

ЗАБРОВСКИЙ С. Г., ЛАЗАРЕВ Г. Б.
ЭНИН

Тиристорные преобразователи находят все большее применение для частотного пуска и частотного регулирования скорости мощных высоковольтных машин переменного тока. Преобразователи частоты подобного типа выполнены по схеме с явновыраженным звеном постоянного тока и автономным инвертором тока с искусственной или естественной коммутацией [Л. 1 и 2].

Протекание процесса пуска связано с такими особенностями высоковольтных преобразователей частоты, как повышенное напряжение сети, значительная мощность накопителей энергии в силовой схеме (сглаживающий реактор, коммутирующие конденсаторы), различные, в общем случае, частоты коммутации выпрямителя и инвертора, а также влияние параметров асинхронного двигателя на время восстановления тиристоров в инверторе с искусственной коммутацией. Кроме того, в зависимости от порядка операций, выполняемых автоматикой пуска, составляющие сложного процесса могут протекать независимо либо с наложением друг на друга. Исследование особенностей протекания процессов при пуске позволяет сформулировать требования к пусковой автоматике, разработать ее алгоритм и структуру с учетом взаимодействия систем управления, защиты и автоматики преобразователя частоты.

В статье рассмотрены особенности пуска высоковольтного преобразователя с автономным инвертором тока с двухступенчатой искусственной коммутацией, схема которого (рис. 1) выполнена на тиристорных блоках (БТВ и БТИ). Каждый блок представляет собой цепочку последовательно включенных тиристоров с лавинными ограничителями

напряжения [Л. 3]. Тиристорные блоки выпрямителя зашунтированы демпфирующими активно-емкостными цепочками (C_d , R_d). Управление осуществляется соответствующими системами управления выпрямителя и инвертора (СУВ и СУИ). Угол управления выпрямителя и частота инвертора определяются сигналами системы автоматического регулирования (САР), которая обеспечивает требуемый закон регулирования, а также осуществляет ограничение тока преобразователя в пусковых и аварийных режимах. Операции пуска, нормального и аварийного отключения преобразователя производится системой защиты и автоматики (СЗА), которая действует по заданным алгоритмам в соответствии с сигналами датчиков защиты и органов управления агрегата [Л. 4].

В общем случае для преобразователя частоты с автономными инверторами тока независимо от способа коммутации инвертора надежный пуск может быть осуществлен при:

образовании контура для протекания пускового тока;

ограничении значения пускового тока;

обеспечении запуска и коммутационной устойчивости инвертора до выхода на установившийся режим.

Способы реализации этих условий зависят от силовой схемы преобразователя и ее параметров [Л. 5], а также от особенностей выполнения систем управления, защиты и автоматики.

Процесс пуска преобразователя частоты начинается с образования контура для протекания пускового тока. Для этого необходимо подать силовое напряжение и включить четыре тиристорных

блока импульсами управления. Эти операции могут быть выполнены как одновременно, так и независимо друг от друга.

Тиристорные блоки могут быть включены либо от СУВ и СУИ в соответствии с нормальной диаграммой их работы, либо специально сформированными импульсами управления, которые вырабатываются под действием сигнала пускового устройства СЗА.

В первом случае включение четырех тиристорных блоков возможно при совпадении во времени импульсов управления от СУВ и СУИ. Во втором случае такое совпадение обеспечивается принудительно. Кроме того, необходимо, чтобы мгновенное значение э. д. с. на выходе выпрямителя имело полярность, обеспечивающую протекание пускового тока в момент совпадения импульсов.

В зависимости от принятой системы управления тиристорами могут быть рассмотрены следующие варианты:

1. Системы управления выпрямителя и инвертора вырабатывают одиночные «узкие» импульсы управления, длительность которых меньше длительности межкоммутационного интервала (300—500 мкс).

2. Системы вырабатывают сдвоенные «узкие» импульсы управления, т. е. одновременно подаются импульсы на тиристорные блоки анодной и катодной групп.

3. Системы вырабатывают «широкие» импульсы управления.

4. Система управления выпрямителя вырабатывает «широкие» импульсы управления длительностью 60—120°, а СУИ вырабатывает сдвоенные «узкие» импульсы.

На практике для преобразователей частоты напряжением 6—10 кВ распространение получили 2, 3 и 4-й варианты. Рассмотрение электромагнитных процессов при пуске проводилось в предположении, что совместная работа систем управления, защиты и автоматики обеспечивает последовательное раздельное протекание составляющих сложного пере-

ходного процесса с учетом следующих основных допущений:

вентили идеальные;

коммутация мгновенная, электрофизические процессы в тиристорных блоках при их коммутации не рассматриваются;

«паразитные» емкости оборудования не оказывают влияния на электромагнитные процессы при пуске и не учитываются;

влияние дросселей насыщения тиристорных блоков на протекание процессов пуска преобразователя не учитывается.

Подача силового напряжения. Подача сопровождается высокочастотным колебательным быстрозатухающим процессом между индуктивностями питающей сети и емкостями конденсаторов демпфирующих цепей. После окончания переходного процесса на демпфирующих цепях и, следовательно, на тиристорных блоках устанавливаются напряжения, равные соответствующим фазным напряжениям сети. Этот процесс в преобразователях напряжением 6—10 кВ имеет собственные частоты 10—20 кГц, что определяется реальными значениями индуктивностей и емкостей. На рис. 2,а приведена схема замещения преобразователя для случая неодновременной подачи напряжения и импульсов (импульсы управления на тиристорных блоках в момент подачи силового напряжения отсутствуют).

Напряжение на блоке БТВ-4

$$U_{\text{БТВ-4}} = -U_{\text{БТВ-1}} = E_{\text{мф}} \sin \phi \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} A \sin(\omega_1 t + \varphi) \right], \quad (1)$$

где

$$A = \sqrt{1 + \frac{R_d^2}{\omega_1^2 L_c^2}}; \quad \tau_1 = \frac{2L_c}{R_d};$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_c C_d} - \frac{R_d^2}{4L_c^2}}; \quad \varphi = \arctg \frac{R_d}{\omega_1 L_c};$$

$E_{\text{мф}}$ — амплитуда фазной э. д. с. сети; ψ — угол, соответствующий моменту включения выключателя.

Для данного тиристорного блока максимальное напряжение развивается при включении выключателя в момент $\psi = \pi/2$. Как следует из (1), максимальные напряжения, прикладываемые к тиристорным блокам выпрямителя, не превышают двойной амплитуды фазной э. д. с. сети, что ниже допустимых рабочих уровней. В силу симметрии схемы и эквипотенциальности нулевых точек демпфирующих цепей напряжение на выходе выпрямителя между точками 1 и 2 (рис. 2,а) равно нулю.

Управление сдвоенными «узкими» импульсами. Если СУВ и СУИ вырабатывают сдвоенные «узкие» импульсы, контур пускового тока может быть образован только при совпадении во времени импульсов управления СУВ и СУИ. Вследствие того, что системы управления работают несинхронно, с различными частотами, момент такого совпадения и, следовательно, продолжительность пуска не определены.

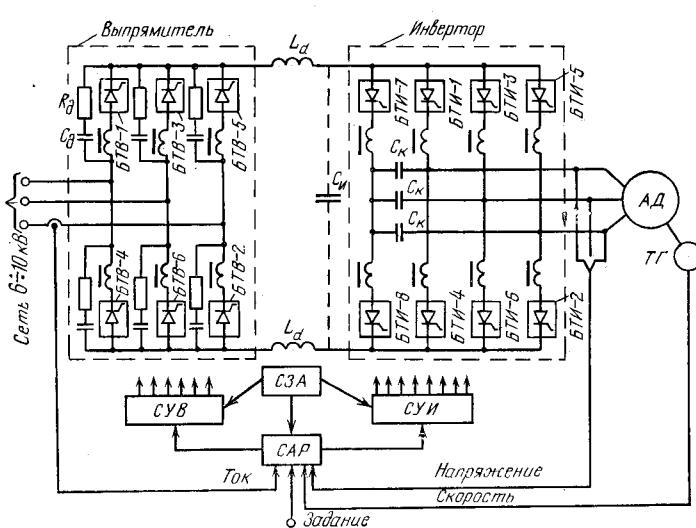
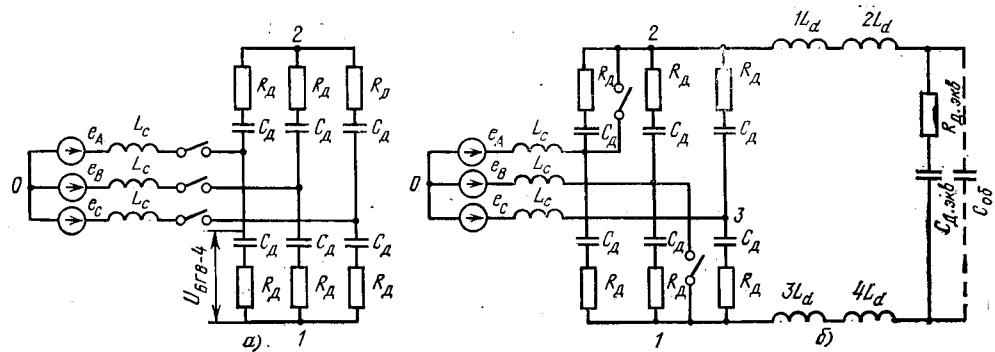


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя.

Рис. 2. Схема замещения выпрямителя при подаче силового напряжения (а) и преобразователя при пуске выпрямителя на «неподготовленный» инвертор (б).



Несовпадение во времени импульсов управления может иметь различный характер, т. е. могут быть поданы импульсы управления на два тиристорных блока выпрямителя при отсутствии в этот момент импульсов на тиристорных блоках инвертора и наоборот.

Подача импульсов на выпрямитель при отсутствии в этот момент импульсов на инверторе сопровождается процессами перезаряда конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя и заряда «входной емкости» инвертора (пуск на «неподготовленный» инвертор). Подача импульсов на инвертор при отсутствии в этот момент импульсов на выпрямителе не приводит к образованию контура тока, так как напряжение на выходе выпрямителя равно нулю.

Из рассмотрения процесса перезаряда конденсаторов \$C_d\$ при пуске выпрямителя на «неподготовленный» инвертор (рис. 2, б) можно определить напряжения, прикладываемые к тиристорным блокам выпрямителя:

$$\left. \begin{aligned} U_{12} &\approx E_{m\mu} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \left(1 - 0,6 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \cos \omega_2 t \right); \\ U_{13} &\approx E_{m\mu} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \left(\alpha - \frac{7}{6} \pi \right) + \right. \\ &+ \frac{1}{2} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \left(1 - 0,6 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \cos \omega_2 t \right) \Big]; \\ U_{32} &\approx E_{m\mu} \left[-\frac{1}{\sqrt{3}} \sin \left(\alpha - \frac{7}{6} \pi \right) + \right. \\ &+ \frac{1}{2} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \left(1 - 0,6 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \cos \omega_2 t \right) \Big], \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где

$$\tau_2 = \frac{10L_c}{R_d}; \quad \omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{5L_c C_d}};$$

\$\alpha\$ — угол управления выпрямителя; \$E_{m\mu}\$ — амплитуда линейной э. д. с. сети.

Напряжение \$U_{12}\$ является обратным для блоков БТВ-4 и БТВ-3. Напряжение \$U_{13}\$ является обратным для блока БТВ-2, а напряжение \$U_{32}\$ — прямым для блока БТВ-5. Максимальная амплитуда напряжения на тиристорных блоках, как следует из (2), без учета затухания может достигать значений:

$$\left. \begin{aligned} U_{(\text{БТВ-3,4}) \max} &\leq 1,6 E_{m\mu}; \\ U_{(\text{БТВ-2}) \max} &< E_{m\mu}; \\ U_{(\text{БТВ-5}) \max} &< E_{m\mu}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

При углах управления выпрямителя, превышающих \$\alpha = \pi/3\$, напряжения, прикладываемые к тиристорным блокам выпрямителя, снижаются. При углах управления, превышающих \$\alpha = 2\pi/3\$, к тиристорным блокам выпрямителя может быть приложено только обратное напряжение. Они не включаются, и переходный процесс, сопровождающий подачу импульсов управления выпрямителю, отсутствует независимо от момента подачи силового напряжения.

После прекращения импульсов управления развивается процесс обратного перезаряда конденсаторов \$C_d\$, который заканчивается установлением на тиристорных блоках выпрямителя напряжений, равных фазным э. д. с. сети. Схема возвращается к исходному состоянию, и напряжение на выходе выпрямителя отсутствует. Процессы при заряде «входной емкости» инвертора могут быть рассмотрены также с учетом схемы рис. 2, б.

Напряжение между полюсами инвертора

$$U_i \approx E_{m\mu} \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}} \cos \omega_3 t \right), \quad (4)$$

где

$$\tau_3 = \frac{2L_{\text{экв}}}{R_{d,\text{экв}}}; \quad L_{\text{экв}} = L_{d1} + L_{d2} + L_{d3} + L_{d4};$$

\$R_{d,\text{экв}} = \frac{1}{2} R_d\$ — эквивалентное сопротивление демп-

фирующих цепей инвертора; \$\omega_3 \approx \frac{1}{\sqrt{L_{\text{экв}} C_{d,\text{экв}}}}\$;

\$C_{d,\text{экв}} = 2C_d\$ — эквивалентная емкость демпфирующих цепей инвертора.

При отсутствии демпфирующих цепей в инверторе «входная емкость» представляет собой емкость оборудования инвертора. Из (4) следует, что при \$\alpha = \pi/6\$ напряжение между полюсами инвертора без учета затухания имеет максимальное значение

$$U_{i \max} \leq 2E_{m\mu}. \quad (5)$$

Максимальное напряжение на тиристорных блоках инвертора \$U_{\text{БТИ max}} < \frac{1}{2} U_{i \max}\$. После заряда «вход-

ной емкости» инвертора включенные тиристорные блоки выпрямителя выключаются. Заряженная «входная емкость» начнет разряжаться через сглаживающий реактор на выпрямитель (рис. 2, б). Если значение «входной емкости» инвертора суще-

ственно меньше суммарной емкости конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя (демпфирующие цепи в инверторе не установлены), то перезаряд «входной емкости» не приводит к существенному изменению напряжения на тиристорных блоках выпрямителя. В противном случае при соизмеримых значениях емкостей напряжения на тиристорных блоках изменяются. Можно показать, что максимальное значение напряжения на тиристорных блоках при отсутствии затухания процесса в худшем случае не будет превышать значений, определяемых по (5).

Как видно из рассмотренного, к тиристорным блокам и оборудованию преобразователя могут прикладываться напряжения, достигающие полутораракратной амплитуды линейного напряжения сети. Эти перенапряжения превышают рабочие уровни напряжения преобразователя, и их энергия расходуется лавинными ограничителями напряжения.

Значение этой энергии определяется параметрами силовой схемы, значениями напряжения, а также соотношением между уровнем лавинообразования блока и амплитудой напряжения сети (т. е. коэффициентом запаса по напряжению).

Для преобразователей напряжением 6—10 кВ с коэффициентом запаса тиристорного блока по напряжению 1,4—1,6 значение энергии не превышает в большинстве практических случаев 5—10 Дж, что соответствует энергии, рассеиваемой одним лавинным ограничителем в блоке, 0,3—0,7 Дж. Однократное воздействие перенапряжений с такой энергией не представляет опасности для лавинных ограничителей [Л. 6]. Однако при управлении сдвоенными «узкими» импульсами указанные процессы происходят при каждой подаче импульсов управления вплоть до момента совпадения во времени импульсов СУВ и СУИ и могут при-

вести к пробою лавинных ограничителей тиристорных блоков преобразователя.

Для надежного образования контура пускового тока при управлении сдвоенными «узкими» импульсами необходимо применение специального устройства пусковой автоматики, которое либо вырабатывает дополнительные «пусковые» импульсы для одновременного включения четырех тиристорных блоков, либо синхронизирует работу СУВ и СУИ на время пуска. Длительность пусковых импульсов управления должна быть такова, чтобы пусковой ток к моменту окончания импульса был выше тока удержания тиристорного блока.

Управление «широкими» импульсами. Применение СУВ, вырабатывающих «широкие» импульсы, длительность которых может быть равна времени включенного состояния тиристорного блока (до 120°), облегчает пуск преобразователя и повышает надежность его работы в режиме малых и прерывистых токов. Для получения «широких» импульсов наибольшее применение находят формирователи с частотным заполнением импульса [Л. 7].

При подаче «широких» импульсов управления на выпрямитель и отсутствии в этот момент импульсов на инверторе (пуск на «неподготовленный» инвертор) развивается переходный процесс перезаряда конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя и заряда «входной емкости» инвертора, аналогичный рассмотренному выше. Отличие в данном случае состоит в том, что после затухания переходного процесса на выходе выпрямителя и на входе инвертора устанавливается напряжение, равное напряжению холостого хода выпрямителя и определяемое углом управления:

$$\left. \begin{aligned} U_{d0} &= U_u = E_{ml}; \\ 0 &\leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}; \\ U_{d0} &= U_u \approx E_{ml} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right); \\ \frac{\pi}{6} &\leq \alpha \leq \frac{2}{3}\pi. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

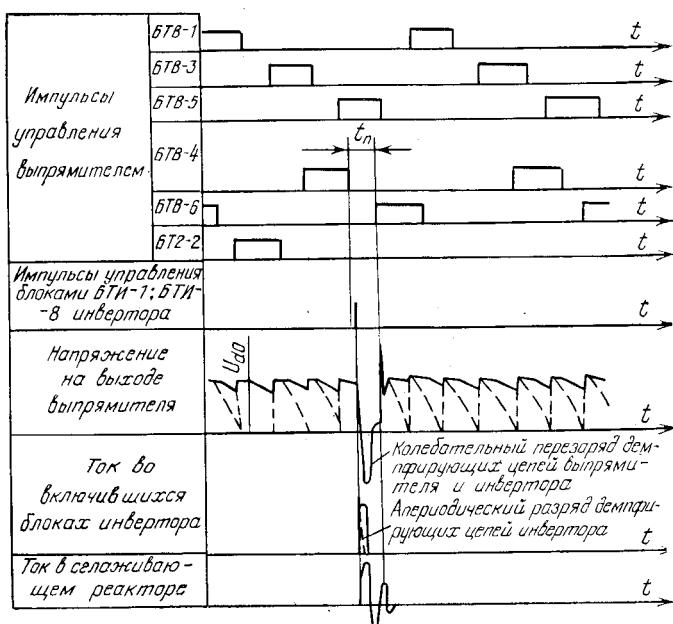


Рис. 3. Временная диаграмма процесса перезаряда демпфирующих цепей преобразователя при управлении выпрямителем импульсами длительностью менее 120°.

При углах управления, превышающих $2\pi/3$, к тиристорным блокам в момент подачи импульсов приложено обратное напряжение. Они не включаются, напряжение на выходе выпрямителя равно нулю.

Из сказанного следует, что при пуске выпрямителя на «неподготовленный» инвертор перенапряжения, развивающиеся в момент пуска, можно существенно уменьшить, если осуществлять пуск плавным изменением угла управления выпрямителя от значений, превышающих $2/3\pi$, до заданного. Скорость изменения угла управления должна быть ниже собственной частоты самого низкочастотного из рассмотренных электромагнитных процессов при пуске, т. е.

$$\left| \frac{d\alpha^*}{dt} \right|_{\max} \ll \omega_3, \quad (7)$$

где $\alpha^* = \frac{\alpha}{\Delta\alpha}$; $\Delta\alpha$ — диапазон изменения угла управления СУВ.

Обычно длительность импульсов управления выпрямителя менее 120° (90 — 100°) и между импульсами управления тиристорных блоков анодной или катодной группы выпрямителя имеется пауза.

Так как СУВ и СУИ работают несинхронно, импульсы управления тиристорными блоками инвертора могут прийти в любой момент времени относительно диаграммы импульсов управления выпрямителя (рис. 3). Если импульсы управления инвертора приходят в течение паузы, то под действием напряжения заряженных конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя в схеме развивается процесс перезаряда конденсаторов демпфирующих цепей через сглаживающий реактор и включившиеся блоки инвертора. После окончания процесса перезаряда тиристорные блоки инвертора запираются.

Напряжение на выходе выпрямителя до включения равно U_{d0} , а после перезаряда демпфирующих цепей равно — U_{d0} . Контур пускового тока не образуется. Период процесса перезаряда демпфирующих цепей выпрямителя через сглаживающий реактор и включенные блоки инвертора равен:

$$T \approx 2\pi \sqrt{C_B L_{\text{экв}}}, \quad (8)$$

где

$$C_B = \frac{3}{2} C_d.$$

Образование контура пускового тока при наличии паузы между импульсами управления выпрямителя возможно, если выполняется условие

$$t_p < \frac{1}{2} T, \quad (9)$$

где t_p — длительность паузы между импульсами управления анодной или катодной группы выпрямителя.

В преобразователях напряжением 6—10 кВ соотношение между индуктивностью сглаживающего реактора и емкостями конденсаторов демпфирующих цепей таково, что частоты перезаряда лежат в пределах от 1 до 5 кГц. Следовательно, длительность паузы, при которой может быть обеспечено непрерывное протекание пускового тока, составляет не более 500—100 мкс. Если длительность частотно заполненного импульса управления выпрямителя определена с точностью до одного периода частоты заполнения, что обычно имеет место в схемах тиристорных формирователей импульсов, то время паузы не должно быть меньше периода частоты заполнения во избежание нежелательного наложения импульсов управления соседних тиристорных блоков, т. е.

$$t_p > T_3, \quad (10)$$

где T_3 — период частоты заполнения импульса управления.

Отсюда следует, что частоту заполнения целесообразно выбирать из условий (8) и (9), т. е. частота заполнения должна быть не менее 2 кГц.

Таким образом, для образования контура тока в этом случае необходимо на время пуска либо синхронизировать между собой с помощью пускового устройства моменты подачи импульсов управления на выпрямитель и инвертор, либо обеспечить выполнение условий (9) и (10).

4*

Наиболее надежно обеспечивается образование контура пускового тока, если СУВ и СУИ вырабатывают «широкие» импульсы управления без пауз. При этом контур образуется независимо от начальных фаз импульсов СУВ и СУИ и различия частот следования. При плавном изменении угла управления выпрямителя от значений $\alpha \geq 2\pi/3$ до заданного в соответствии с (7) можно обеспечить существенное снижение перенапряжений, связанных с процессом перезаряда конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя через индуктивности сети (3).

Ограничение пускового тока. Это ограничение необходимо для предотвращения недопустимых токовых перегрузок тиристоров преобразователя, а также для обеспечения условий успешного запуска автономного инвертора тока. Ограничение пускового тока в преобразователях частоты обеспечивается, как правило, устройством защитного токоограничения, являющимся составной частью системы токовых защит [Л. 4 и 8]. При превышении заданного значения тока устройство токоограничения под действием сигнала от датчика тока увеличивает угол управления выпрямителя независимо от сигналов на входе системы автоматического регулирования, ограничивая тем самым ток в сглаживающем реакторе на заданном уровне.

С точки зрения пуска устройство токоограничения должно ограничивать значения пускового тока сверху по условиям нагружочной способности тиристоров и коммутационной устойчивости инвертора, а также, как правило, и снизу по требованиям нагрузки, например, для обеспечения пускового момента двигателя, питающегося от преобразователя частоты.

Условия запуска автономного инвертора. Стабильность и надежность пуска преобразователя частоты зависят от успешного запуска автономного инвертора. В переходном режиме, возникающем при запуске инвертора тока с искусственной коммутацией в зависимости от параметров его схемы и нагрузки, а также в зависимости от начальных условий процесса включения инвертора время, предоставляемое тиристорам для восстановления запирающих свойств, может стать меньше допустимого, что приведет к срыву инвертирования в первые интервалы пуска [Л. 4 и 9].

Как показали исследования, успешный запуск инвертора тока с двухступенчатой искусственной коммутацией существенным образом зависит от начальных условий в накопителях энергии, в данном случае от тока в сглаживающем реакторе и напряжения на коммутирующих конденсаторах. Наиболее надежно запуск инвертора может быть осуществлен путем разделения переходного режима установления начальных условий на два этапа, т. е. установление начальных значений тока в сглаживающем реакторе и напряжения на коммутирующих конденсаторах осуществляется независимо.

Подача импульсов управления в соответствии с нормальной диаграммой работы СУИ, т. е. запуск автономного инвертора производится после установления начальных условий. Выполнение указанных условий запуска инвертора с учетом токоограничения гарантирует сохранение коммутационной

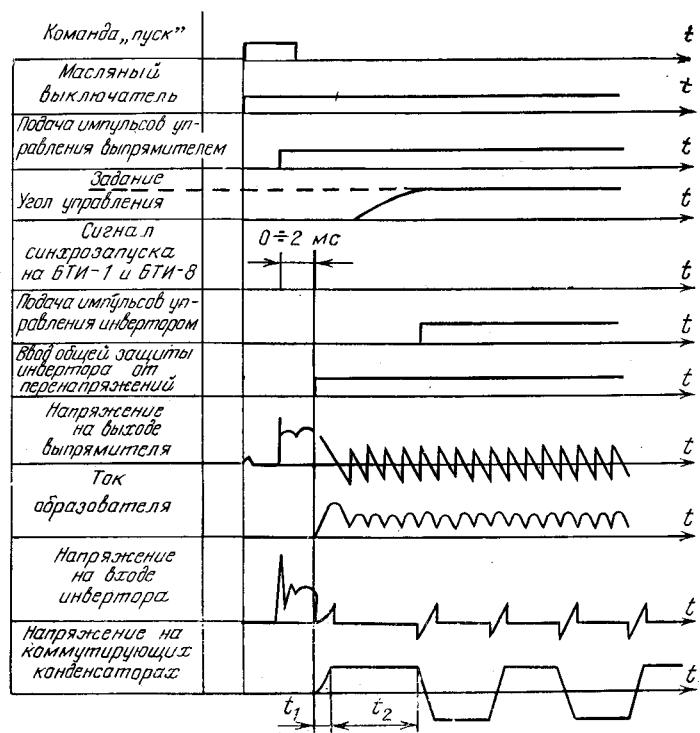


Рис. 4. Диаграмма пусковых операций преобразователя.

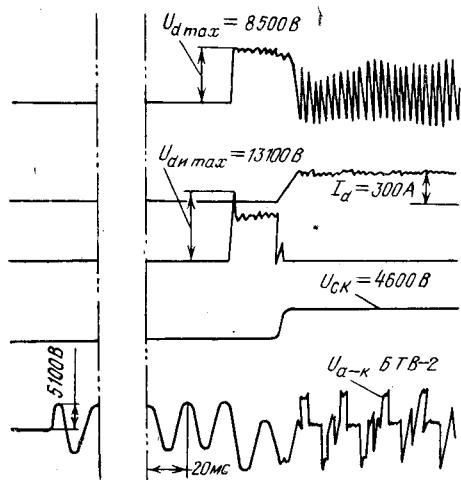


Рис. 5. Пуск преобразователя частоты.

устойчивости инвертора при пуске преобразователя частоты вплоть до выхода на установленный режим.

Диаграммы основных операций автоматики пуска. Проведенный анализ особенностей протекания пуска мощного преобразователя частоты позволяет сформулировать требования к автоматике пуска и разработать алгоритмы ее действия. Успешный пуск преобразователя обеспечивается автоматикой с наиболее простым алгоритмом, если СУВ и СУИ вырабатывают импульсы управления длительностью 120° . При этом можно исключить появление перенапряжений, если начальный угол управления выпрямителя $\alpha = 2\pi/3$ плавно уменьшать до заданного значения в соответствии с (7).

Пуск в этом случае можно осуществлять включением силового напряжения при поданных импульсах СУВ и СУИ либо наоборот в зависимости от конкретного схемного выполнения СЗА. Контур пускового тока при этом создается независимо от момента подачи импульсов управления на тиристорные блоки инвертора при положительных значениях напряжения на выходе выпрямителя.

На рис. 4 приведены временная диаграмма основных операций автоматики пуска, а также эпюры напряжений и тока преобразователя частоты типа СПЧ-7000/6 (рис. 1) напряжением 6 кВ, на котором проводились экспериментальные исследования пусковых режимов [Л. 10].

На рис. 5 приведена осциллограмма пуска этого преобразователя с асинхронным двигателем мощностью 2500 кВт. Автоматика пуска преобразователя СПЧ-7000/6 построена с использованием принципа принудительной синхронизации СУВ и СУИ для образования контура пускового тока, так как:

СУВ вырабатывает частотно-заполненные импульсы длительностью менее 120° , а пауза превышает половину периода процесса перезаряда конденсаторов демпфирующих цепей выпрямителя при подаче импульсов на инвертор;

СУИ вырабатывает сдвоенные «узкие» импульсы.

Образование контура пускового тока и заряд коммутирующих конденсаторов обеспечиваются подачей дополнительных пусковых импульсов на один из рабочих и противофазный ему коммутирующий блоки (например, БТИ-1 и БТИ-8). Дополнительные импульсы вырабатываются специальной схемой синхрозапуска синхронно с одним из импульсов управления выпрямителя.

В течение времени t_1 происходит заряд коммутирующих конденсаторов до напряжения 4500—5000 В. После этого подается импульс управления на блок БТИ-2, а блок БТИ-8 выключается под действием напряжения на коммутирующих конденсаторах. Выпрямитель переходит режим искусственного короткого замыкания за гладжающим реактором. Значение пускового тока ограничено установкой токоограничения. Указанный режим сохраняется в течение времени t_2 , достаточного для выхода выпрямителя на режим токоограничения и установления тока в реакторе. После этого производится подача импульсов управления на инвертор от СУИ по нормальной диаграмме. Общая защита инвертора от перенапряжений вводится одновременно с моментом образования контура тока, т. е. при подаче синхронизированных импульсов на тиристорные блоки БТИ-1 и БТИ-8.

Выводы. 1. Проектирование систем управления тиристорами и автоматики мощных преобразователей частоты должно проводиться с учетом их взаимодействия, при котором достигается разделение сложного режима пуска на ряд переходных процессов, не накладывающихся друг на друга, поскольку только в этом случае может быть обеспечен надежный пуск.

2. Алгоритм действия и структура пусковой автоматики мощного преобразователя частоты оказываются наиболее простыми, если система управления тиристорами вырабатывает импульсы 120° .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г., Наталкин А. В. Тиристорные преобразователи частоты для мониторного асинхронного электропривода. — «Электротехника», 1972, № 12, с. 42—45.

2. Мощные инверторные преобразователи частоты для электропривода переменного тока. Тезисы докладов VII Всеобщей научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу. Таллин, 1975, с. 70—71. Авт.: П. Д. Андриенко, В. И. Роговой, Ю. Г. Толстов и др.

3. Расчет послекоммутационного периода в трехфазном мостовом полупроводниковом преобразователе при применении вентилей с лавинными характеристиками. — «Электричество», 1970, № 2, с. 32—36. Авт.: Б. И. Гринштейн, В. П. Жмуров, В. Е. Скороваров и др.

4. Устройства защиты и автоматики статического преобразователя с регулируемой выходной частотой. — «Электротехника», 1973, № 1, с. 5—8. Авт.: С. М. Гордюшкин, Г. Б. Лазарев, А. В. Наталкин, Ю. Г. Толстов.

5. Шульга Р. Н. Переходные процессы при отпирании вентилей мостового трехфазного преобразователя. — «ЭП.

Преобразовательная техника», 1974, № 7, с. 21—25.

6. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. — Силовые полупроводниковые приборы. (Справочник). М., «Энергия», 1975, 511 с.

7. Виницкий Ю. Д., Забровский С. Г., Наталкин А. В. Расчет параметров формирователя управляющих импульсов для цепочки последовательно соединенных тиристоров. — «Электротехника», 1972, № 6, с. 52—56.

8. Забровский С. Г., Лазарев Г. Б. Токовые защиты высоковольтного тиристорного преобразователя с автономным инвертором тока. — «Электроэнергетика и автоматика», 1975, № 23, с. 58—69.

9. Аранчий Г. Б., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. М., «Энергия», 1968, 128 с.

10. Мощные преобразователи частоты для асинхронной машины 3500 кВт, 6 кВ. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1976, вып. 10(81), с. 19—21. Авт.: С. М. Гордюшкин, С. Г. Забровский, Г. Б. Лазарев и др.

[19.7.1976]

Критерии существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой

Доктор техн. наук, проф. ЗАРУДИ М. Е.

Москва

В ряде областей полезного использования дугового разряда (дуговые печи, источники света, электросварка, плазмотроны) целесообразно возбуждать дугу не только на постоянном, но и на переменном токе. Для стабильной работы подобных устройств на переменном токе важно создать условия, обеспечивающие непрерывное горение дуги и устойчивость стационарных режимов. Напротив, в дугогасительных устройствах коммутационных аппаратов переменного тока необходимо создавать условия, при которых дуга существовать не может.

Устойчивость равновесия цепей постоянного тока с дугой в отличие от цепей переменного тока подробно исследована [Л. 1]. Однако критерии устойчивости цепей постоянного тока с дугой непосредственно неприменимы к цепям переменного тока. Для таких цепей проблема устойчивости дуги связана с анализом устойчивости вынужденных колебаний нелинейной динамической системы, происходящих под действием внешнего периодического воздействия.

Термическая дуга, как элемент электрической цепи, относится к классу нелинейных инерционных сопротивлений. Как все инерционные сопротивления, она при расчете возможных стационарных режимов в цепях переменного тока может быть в первом приближении описана средней за полупериод $T/2$ проводимостью $\langle G(I) \rangle$, зависящей от действующего значения доминирующей (первой) гармоники тока I . При этом необходимое условие устойчивости стационарных режимов в цепях с дугой можно найти по устойчивости огибающей 1-й гармоники периодического процесса. Это условие в общем случае недостаточно для однозначного суждения о физической осуществимости непрерывного горения дуги в цепи переменного тока. Действи-

тельно, в области вблизи нуля тока проводимость дуги при малой тепловой инерционности заметно снижается по сравнению со средней и может достичь значения, при котором существование дуги окажется невозможным. Поэтому для определения условий непрерывного горения дуги или ее распада (гашения) необходимо учесть процессы, возникающие в цепи под действием резкого уменьшения проводимости при подходе тока к нулю.

Для вывода условий гашения согласно идеи [Л. 2, 6 и 7] допустимо в следующем приближении принять, что проводимость дуги в момент перехода тока через нуль меняется скачком от среднего значения $\langle G(I) \rangle$ до значения проводимости $G(I, 0)$ в момент перехода.

Изменение проводимости дуги вызывает переходный процесс восстановления напряжения, определяемый при пренебрежении шунтирующим влиянием остаточной проводимости дуги параметрами цепи, параллельно присоединенной к дуговому промежутку.

О гашении дуги можно судить по характеру изменения во времени ее остаточной проводимости под действием приложенного к дуговому промежутку напряжения. Если в результате действия восстанавливающегося напряжения остаточная проводимость дуги продолжает уменьшаться, стремясь к нулю, то это будет означать гашение дуги.

Пренебрежение несинусоидальностью формы тока в дуге и шунтирующим влиянием остаточной проводимости, а также предположение о ее скачкообразном изменении в момент перехода тока через нуль, дает при расчете максимально возможное восстанавливающееся напряжение. Поэтому найденные при этих допущениях условия гашения являются лишь достаточными условиями. Если они не соблю-

даются, то это не означает, что дуга будет существовать. Для вывода условий непрерывного горения дуги переменного тока необходимы дальнейшие приближения.

В статье на основе обобщенной динамической модели дуги, в которой учитываются нелинейные свойства плазмы [Л. 3], получены необходимые условия устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой, а также найдены достаточные условия, при соблюдении которых существование дуги оказывается невозможным (условия гашения).

Для вывода критерия устойчивости привлекается метод Ван-дер-Поля, критерия гашения — комплексная свертка изображений.

Вольт-амперные характеристики дуги. Для определения возможных стационарных режимов в цепях переменного тока с дугой прежде всего следует получить вольт-амперные характеристики (в. а. х.) дуги. Ограничимся расчетом в. а. х. дуги $U(I)$ для действующих значений первых гармоник. Воспользуемся при этом уравнением динамики цилиндрического ствола дуги фиксированной длины, стабилизированной стеньками канала, из [Л. 3]:

$$\frac{1}{G} \frac{dG}{dt} = \frac{1}{(1+\kappa) \theta} \left[\frac{u^{1+\kappa} i^{1-\kappa}}{P_k} - 1 \right]$$

или

$$\theta \frac{d}{dt} (G^{1+\kappa}) + (G^{1+\kappa}) = \frac{i^2}{P_k}. \quad (1)$$

Здесь $G = i/u$ — проводимость дуги; i — ток в дуге; u — напряжение на дуге; κ — показатель нелинейности, зависящий от рода газа, в котором горит дуга; он приближенно постоянен в широком диапазоне осевых температур; при умеренных температурах на оси ствола дуги $\kappa < 1$, например для дуги в азоте и воздухе при атмосферном давлении $\kappa \approx 1/3$ до температур $T \approx (11-13) \cdot 10^3$ К; для дуги в водороде $\kappa \approx 1/4$ до $T \approx 14 \cdot 10^3$ К [Л. 4]; P_k — константа при фиксированном κ , определяемая формой температурного профиля (в [Л. 3] — $C_G = P_k^{-1}$); θ — постоянная времени, характеризующая тепловую инерционность дуги [$\theta \sim \rho \frac{C_p}{\lambda} d^2$, где ρ , C_p , λ — соответственно плотность, теплоемкость и теплопроводность плазмы; d — диаметр ствола дуги (расчеты θ для дуги в канале с диаметром $d_{\text{кан}}$ при $d = d_{\text{кан}}$ приведены в [Л. 5])].

В уравнении (1) учтены нелинейные зависимости тепло- и электрофизических свойств дуговой плазмы от температуры. Его приближенно можно рассматривать как обобщенное уравнение динамики дуги и при других механизмах стабилизации, например при стабилизации продольным или вихревым потоком газа.

При $\kappa=0$ из (1) следует уравнение Майра [Л. 6 и 7], при $\kappa=1$ — уравнение Касси [Л. 8]. Найдем решение линейного относительно степенного комплекса ($G^{1+\kappa}$) уравнения (1), полагая ток в дуге синусоидальным $i = I_m \sin \omega t$. Имеем:

$$G^{1+\kappa}(I, t) = \frac{I^2}{P_k} \left\{ 1 - \frac{\cos(2\omega t - \varphi)}{[1 + (2\omega \theta)^{1/2}]^{1/2}} \right\}, \quad (2)$$

где

$$\varphi = \arctg 2\omega \theta; \quad I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Определим средние значения степенного комплекса проводимости $\langle G^{1+\kappa}(I) \rangle$ и среднюю проводимость $\langle G(I) \rangle$ за полупериод $T/2$ основной гармоники. Из (2) получим:

$$G^{1+\kappa}(I) = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} G^{1+\kappa}(I, t) dt = \frac{I^2}{P_k} \quad (3)$$

и соответственно,

$$\langle G(I) \rangle = \left(\frac{I^2}{P_k} \right)^{\frac{1}{1+\kappa}}. \quad (4)$$

(Вычисленная таким образом проводимость $\langle G(I) \rangle$ при $\kappa=1$ имеет смысл среднеквадратичной проводимости, при $\kappa=0$ — средней.)

Действующее значение 1-й гармоники напряжения U связано с действующим значением тока I соотношением $U=R(I)I$, где $R(I)=1/\langle G(I) \rangle$. В результате имеем в. а. х. дуги для первых гармоник:

$$U = \frac{P_k^{1+\kappa}}{\frac{1-\kappa}{I^{1+\kappa}}} \quad (5)$$

и соответственно,

$$R(I) = \left(\frac{P_k}{I^2} \right)^{\frac{1}{1+\kappa}}. \quad (6)$$

В частных случаях: при $\kappa=0$ $U=P_0/I$; $R(I)=P_0/I^2$; при $\kappa=1$ $U=P_1^{1/2}/I$; $R(I)=P_1^{1/2}/I$. Выражение (5) показывает, что при принятых допущениях в. а. х. дуги для действующих значений первых гармоник совпадает с в. а. х. дуги на постоянном токе. Для всех $\kappa < 1$ в. а. х. дуги падающие, причем при $I \rightarrow 0$ $U \rightarrow \infty$ (рис. 1, а).

Характер в. а. х. дуги может измениться, если помимо тока промышленной частоты ω наложить на дугу малый постоянный или высокочастотный ток $i_\Omega(t) = I_{m\Omega} \sin \Omega t$, где $I_{m\Omega} = \sqrt{2} I_\Omega$.

Как следует из (2) при $\Omega \gg \omega$, когда $2\Omega\theta \gg 1$, проводимость дугового промежутка в течение высокочастотного периода практически не изменяется,

$$\text{т. е. } G_\Omega(t) \approx (I_\Omega^2/P_k)^{\frac{1}{1+\kappa}} = \text{const.}$$

При этом в области нуля промышленного тока с частотой ω минимальная проводимость промежутка, обеспечивающая непрерывное горение дуги, может поддерживаться высокочастотным током. При этих условиях форма в. а. х. дуги изменится для первых гармоник промышленного тока в области малых токов при совместном действии промышленного и высокочастотного токов. Действительно, решая (1) при $i = I_m \sin \omega t + I_{m\Omega} \sin \Omega t$, где $I_{m\Omega} \ll I_m$ (начальная фаза высокочастотного тока при $2\Omega\theta \gg 1$ несущественна), и усредняя решение за полупериод

промышленного тока, получим:

$$\langle G(I) \rangle = \left(\frac{I^2 + I_{\Omega}^2}{P_k} \right)^{\frac{1}{1+k}}.$$

Соответственно имеем в. а. х. дуги для первых гармоник промышленного тока с учетом наложенного высокочастотного тока:

$$U = P_k^{\frac{1}{1+k}} \frac{I}{(I^2 + I_{\Omega}^2)^{\frac{1}{1+k}}}.$$
 (7)

Выражение (7) показывает, что при фиксированном значении I_{Ω} в. а. х. дуги при $k < 1$ имеет помимо падающего и возрастающий участок (рис. 1, б), причем максимум напряжения на дуге из условия $\frac{dU}{dI} = 0$ достигается при $I = \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} I_{\Omega}$.

Определение стационарных режимов в индуктивной цепи с дугой. Переходим к расчету возможных стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой. При этом полагаем, что дуга как нелинейный элемент описывается средней проводимостью $\langle G(I) \rangle$ (4) или сопротивлением $R(I)$ (6), зависящими от действующего значения 1-й гармоники тока. Это допущение означает, что ток и напряжение на дуге предполагаются синусоидальными и совпадающими по фазе. Такую же связь между первыми гармониками тока и напряжения на дуге можно получить и методом гармонического баланса, полагая форму тока синусоидальной и выделяя из несинусоидальной кривой напряжения на дуге первую гармонику [Л. 9].

Рассмотрим цепь, состоящую из источника гармонической э. д. с. $e = E_m \sin(\omega t + \gamma)$, индуктивности L сопротивления R_B и дуги. Параллельно дуговому промежутку может быть подключена пассивная цепь, содержащая различным образом соединенные активные и реактивные элементы (R_W, L_W, C_W) (рис. 2).

Ограничимся случаем, когда входная комплексная проводимость цепи, шунтирующей дуговой промежуток, на частоте ω

$$Y_W(j\omega) = \frac{1}{Z_W(j\omega)}$$

мала по сравнению со средней проводимостью дуги $\langle G(I) \rangle$. В этом случае при расчете первых гармоник тока и напряжения в основной цепи на частоте ω допустимо пренебречь слабым влиянием шунтирующей цепи. Вместе с тем малые параметры шунтирующей цепи при резком уменьшении проводимости дуги в области нуля тока могут оказать существенное влияние на процесс восстановления напряжения на дуге и должны быть учтены при расчете $u_B(t)$. Естественно, что таким же образом допустимо отбросить при расчете стационарных режимов малые на частоте ω параметры основной цепи, а затем учесть их при расчете восстанавливющегося напряжения.

Стационарные режимы, характеризуемые действующим значением тока I_0 и сдвигом фаз γ_0 , при принятых допущениях должны удовлетворять комп-

лексному уравнению

$$E e^{j\gamma_0} = U_{Bx}(I_0) = R_B I_0 + R(I_0) I_0 + j\omega L I_0. \quad (8)$$

(Здесь начальная фаза тока принята нулевой.)

Решение (8) находится графическим построением (рис. 3, а). На комплексной плоскости, по осям которой отложены активные и реактивные составляющие комплексов напряжения на входе цепи при различных токах $U_{Bx}(I)$, построена «огибающая концов векторов $U_{Bx}(I)$ » (рис. 3, б). Пересечение кривой $U_{Bx}(I)$ с окружностью радиуса $E = E_m / \sqrt{2}$ определяет точки равновесия.

При заданном значении E в общем случае возможны две точки равновесия (точки 1, 2, рис. 3, а) с токами $I_0^{(1)}, I_0^{(2)}$ и соответствующими им сдвигами фаз $\gamma_0^{(1)}, \gamma_0^{(2)}$, а для дуги с наложенным высокочастотным током (пунктир, рис. 3, а) — три точки. Минимальное значение э. д. с., при котором еще возможен стационарный режим, определяется точкой касания.

В точках равновесия, как следует из (8), действительны уравнения:

$$\begin{aligned} E \cos \gamma_0 &= \operatorname{Re} \{U_{Bx}(I_0)\} = R_B I_0 + R(I_0) I_0; \\ E \sin \gamma_0 &= \operatorname{Im} \{U_{Bx}(I_0)\} = \omega L I_0. \end{aligned} \quad (9)$$

В соответствии с этим равновесные значения I_0 и γ_0 могут быть найдены из алгебраических соотношений:

$$E = U_{Bx}(I_0) = \{[R_B + R(I_0)]^2 + (\omega L)^2\}^{1/2} I_0; \quad (10)$$

$$\gamma_0 = \arctg \frac{\omega L}{R_B + R(I_0)}. \quad (11)$$

Задаваясь током I и определяя из (6) $R(I)$, построим по (10) зависимость $U_{Bx}(I)$ (рис. 3, в). По ней для заданного значения E находятся точки равновесия 1 и 2, определяющие токи $I_0^{(1)}, I_0^{(2)}$.

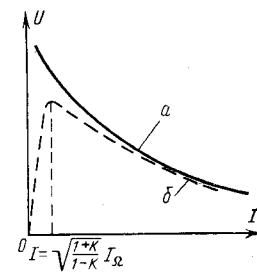


Рис. 1.

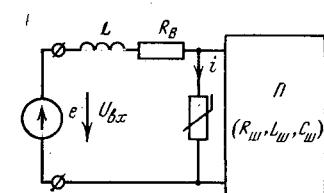


Рис. 2.

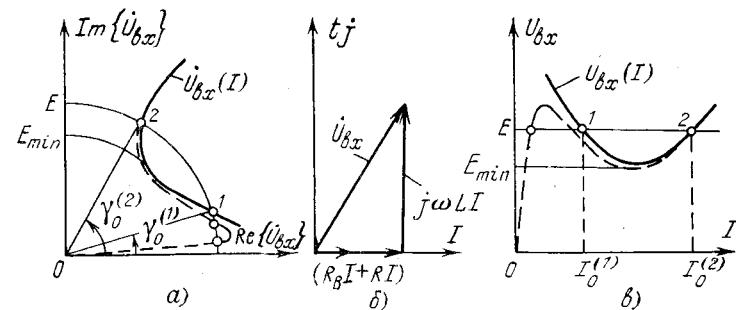


Рис. 3.

Затем из соотношения (11) вычисляются соответствующие им фазовые сдвиги $\gamma_0^{(1)}$, $\gamma_0^{(2)}$.

Критерий устойчивости стационарных режимов. Для определения устойчивости точек равновесия необходимо исследовать характер свободных процессов, возникающих под действием малого возмущения, наложенного на стационарный режим. Воспользуемся идеей [Л. 10] и применим для этого метод Ван-дер-Поля, который в равной мере пригоден для анализа как установившихся, так и переходных процессов.

При принятом описании дуги для анализа динамических процессов в индуктивной цепи (рис. 2) можно воспользоваться уравнением

$$L \frac{di}{d\tau} + (R_b + R)i = e, \quad (12)$$

где сопротивление дуги $R = R(I)$ определяется соотношением (6).

Уравнение (12) после дифференцирования по t и введения безразмерного времени $\tau = \omega t$ приведем к виду

$$\frac{d^2i}{d\tau^2} + i = \frac{1}{\omega L} \left[\frac{de}{d\tau} - (R_b + R) \frac{di}{d\tau} + \omega Li \right]. \quad (13)$$

В точках равновесия, когда $e(\tau) = E_m \sin(\tau + \gamma)$; $i(\tau) = I_{m0} \sin \tau$, правая часть (13) обращается в нуль, ибо коэффициенты при $\sin \tau$ и $\cos \tau$ удовлетворяют уравнениям (9). При малых отклонениях тока от стационарного правая часть (13) представляет собой малую величину. Поэтому уравнение (13) можно вблизи точек равновесия представить в виде

$$\frac{d^2i}{d\tau^2} + i = \varepsilon F(i, \frac{di}{d\tau}, \tau), \quad (14)$$

где ε — малый параметр.

Естественно предположить, что при малых отклонениях тока от стационарного режима решение уравнения (14) будет простым гармоническим, но с медленно меняющимися амплитудой $I_m(\tau)$ и сдвигом фаз $\gamma(\tau)$. Примем в дальнейшем анализе начальную fazу источника э. д. с. нулевой, положив $e = E_m \sin \tau$ и изменив соответственно начальную fazу тока. Тогда решение для тока и его производной вблизи точек равновесия можно искать согласно идеи вариации произвольных постоянных в виде

$$i = I_m \sin(\tau - \gamma); \quad (15)$$

$$\frac{di}{d\tau} = I_m \cos(\tau - \gamma), \quad (16)$$

где $I_m = I_m(\tau)$; $\gamma = \gamma(\tau)$ — медленно меняющиеся амплитуда и фазовый сдвиг, зависящие от τ .

Применяя процедуру разделения переменных I_m и γ [Л. 11], получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_m}{d\tau} &= \varepsilon F(I_m, \gamma, \tau) \cos(\tau - \gamma); \\ \frac{d\gamma}{d\tau} &= \varepsilon F(I_m, \gamma, \tau) \sin(\tau - \gamma), \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где $\varepsilon F(I_m, \gamma, \tau)$ — правая часть уравнения (13) при $e = E_m \sin \tau$, а i и $\frac{di}{d\tau}$ определяются выражениями (15) и (16).

Уравнения системы (17) показывают, что переменные $I_m(\tau)$ и $\gamma(\tau)$ вблизи точек равновесия действительно меняются за период основного колебания медленно, ибо их производные имеют порядок ε . Поэтому правые части системы (17) можно заменить их средними значениями за период. В результате получим укороченные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_m}{d\tau} &= \Phi(I_m, \gamma); \\ \frac{d\gamma}{d\tau} &= \Psi(I_m, \gamma). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \Phi(I_m, \gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varepsilon F(I_m, \gamma, \tau) \cos(\tau - \gamma) d\tau = \\ &= \frac{1}{2\omega L} [E_m \cos \gamma - (R_b + R) I_m]; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \Psi(I_m, \gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \varepsilon F(I_m, \gamma, \tau) \sin(\tau - \gamma) d\tau = \\ &= \frac{1}{2\omega L I_m} (-E_m \sin \gamma + \omega L I_m). \end{aligned} \quad (20)$$

Стационарные режимы ($I_{m0} = \sqrt{2} I_0$; γ_0 ; $R(I_0)$) определяются из уравнения (18) при $\frac{dI_m}{d\tau} = 0$ и $\frac{d\gamma}{d\tau} = 0$. Как видно, они удовлетворяют уравнениям (9).

Предположим теперь, что начальное состояние $I_m(0)$, $\gamma(0)$ при $\tau = 0$ отличается от равновесного, т. е. $I_m(0) = I_{m0} + \delta I_m(0)$; $\gamma(0) = \gamma_0 + \delta \gamma(0)$, где $\delta I_m(0)$ и $\delta \gamma(0)$ достаточно малы. Точки равновесия устойчивы, если вариации δI_m , $\delta \gamma$ будут убывать с течением времени. Характер изменения δI_m и $\delta \gamma$ определяется корнями характеристического уравнения для вариаций, полученного из системы (18).

Полагая в (18) $I_m = I_{m0} + \delta I_m$, $\gamma = \gamma_0 + \delta \gamma$ и исключая стационарный режим, получим уравнения для вариаций:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\delta I_m}{d\tau} &= a\delta I_m + b\delta \gamma; \\ \frac{d\delta \gamma}{d\tau} &= c\delta I_m + d\delta \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

где

$$\begin{aligned} a &= \frac{\partial \Phi}{\partial I_m} \Big|_{\substack{I_m=I_{m0} \\ \gamma=\gamma_0}} = -\frac{1}{2\omega L} [R_b + R(I_0) + \\ &\quad + \left(\frac{dR}{dT} I \right) \Big|_{T=T_0}] = -\frac{1}{2\omega L} \left(R_b + \frac{dU}{dT} \Big|_{T=T_0} \right); \\ b &= \frac{\partial \Phi}{\partial \gamma} \Big|_{\substack{I_m=I_{m0} \\ \gamma=\gamma_0}} = -\frac{1}{2\omega L} E_m \sin \gamma_0 = -\frac{I_{m0}}{2}; \\ c &= \frac{\partial \Psi}{\partial I_m} \Big|_{\substack{I_m=I_{m0} \\ \gamma=\gamma_0}} = \frac{1}{2\omega L} \frac{E_m \sin \gamma_0}{I_{m0}^2} = \frac{1}{2I_{m0}}; \\ d &= \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} \Big|_{\substack{I_m=I_{m0} \\ \gamma=\gamma_0}} = -\frac{E_m \cos \gamma_0}{2\omega L I_{m0}} = -\frac{R_b + R(I_0)}{2\omega L}. \end{aligned} \quad (22)$$

В (22) использовано:

$$\frac{dU}{dI} = R(I) + \frac{dR}{dI} I; E_m \sin \gamma_0 = \omega L I_{m0};$$

$$E_m \cos \gamma_0 = [R_b + R(I_0)] I_{m0}.$$

Характеристическое уравнение системы (21),

$$\lambda^2 - (a+d)\lambda + (ad-bc) = 0. \quad (23)$$

Для асимптотической устойчивости системы (21) и устойчивости по Ляпунову системы (18) необходимо и достаточно, чтобы корни (23) имели отрицательные действительные части. Для системы (21) это имеет место при условиях:

$$-(a+d) > 0, \quad (ad-bc) > 0. \quad (24)$$

Подставляя в (24) выражения (22), получим два критерия устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой:

$$[R_b + R(I_0)] + \left[R_b + \frac{dU}{dI} \Big|_{I=I_0} \right] > 0; \quad (25)$$

$$[R_b + R(I_0)] \left[R_b + \frac{dU}{dI} \Big|_{I=I_0} \right] + (\omega L)^2 > 0. \quad (26)$$

Как видно, оба критерия удовлетворяются на возрастающих участках в. а. х. дуги $U(I)$. Первый критерий практически всегда удовлетворяется и на падающих участках в. а. х., ибо, как следует из (5) и (6), при $0 < \kappa < 1$ $\left| \frac{dU}{dI} \right| < \frac{U}{I} = R(I)$.

В предельном случае при $\kappa = 0$, когда $\left| \frac{dU}{dI} \right| = \frac{U}{I}$, он удовлетворяется при сколь угодно малом сопротивлении R_b . Таким образом, существенным является второй критерий устойчивости (26). При пренебрежимо малых активных потерях в цепи ($R_b \approx 0$) для падающих участков в. а. х. дуги он может быть записан в виде

$$\omega L > \left[\left(-\frac{dU}{dI} \right) \frac{U}{I} \right]^{1/2} \Big|_{I=I_0}, \quad (27)$$

или, учитывая (5) и (6),

$$\omega L > \left(\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \right)^{1/2} R(I_0), \quad (28a)$$

либо

$$\gamma_0 > \operatorname{arctg} \left(\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \right)^{1/2}. \quad (28b)$$

В частности, для модели Майра ($\kappa = 0$), когда $\frac{dU}{dI} = -R(I)$, критерий устойчивости имеет особенно простой вид:

$$\left. \begin{aligned} \omega L + \frac{dU}{dI} \Big|_{I=I_0} &> 0 \\ \omega L &> R(I_0). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

В этом случае, как следует из (29), для обеспечения устойчивости необходимо выбрать индуктивное сопротивление цепи так, чтобы обеспечить фазовый сдвиг между первыми гармониками тока и входного напряжения, больший 45° .

Критерий гашения дуги. Соблюдение критерия устойчивости (26) обеспечивает и непрерывное горение дуги при условии $2\omega\theta \gg 1$, ибо в этом слу-

чае, как следует из (2), проводимость дуги в течение полупериода изменяется незначительно, мало отличаясь от средней.

Соблюдение критерия (26) гарантирует непрерывное горение дуги и при условии, что на дугу дополнительно наложен высокочастотный ток, создающий в области нуля тока основного разряда минимально необходимую для непрерывного горения дуги проводимость.

В отсутствие дополнительно наложенного высокочастотного тока при условии $2\omega\theta \ll 1$ проводимость дугового промежутка при подходе тока к нулю, как следует из (2), резко уменьшается. После прохода тока через нуль она может достигнуть значения, при котором дальнейшее существование дугового разряда окажется невозможным. В этом случае (26) является необходимым, но недостаточным критерием устойчивости, ибо его соблюдение не означает, что дуга после прохода тока через пуль будет существовать.

Найдем условия, при выполнении которых дуга после прохода тока через пуль заведомо гаснет. Тем самым определим предел, ниже которого непрерывное горение дуги невозможно.

Для вывода достаточных условий гашения дуги переменного тока в индуктивной цепи (рис. 2) при $2\omega\theta \ll 1$ будем полагать, что в момент перехода тока через нуль проводимость дуги скачкообразно меняется от среднего значения $\langle G(I_0) \rangle$ до $G(I_0, 0)$, где $G(I_0, 0)$ — значение остаточной проводимости дуги в момент перехода тока через нуль. Определим остаточную проводимость $G(I_0, 0)$ из (2) при токе $i = I_0 \sqrt{2} \sin \omega t$, связывая момент его перехода через нуль со временем $t = 0$. Из (2) следует:

$$\tilde{G}^{1+\kappa}(I_0, 0) = \frac{I_0^2}{P_\kappa} \frac{2\omega\theta}{1 + (2\omega\theta)^2}. \quad (30)$$

Здесь $\varphi = \operatorname{arctg} 2\omega\theta$ и, следовательно, $\cos \varphi = [1 + (2\omega\theta)^2]^{-1/2}$. Соответственно

$$G(I_0, 0) = \langle G(I_0) \rangle \left[\frac{(2\omega\theta)^2}{1 + (2\omega\theta)^2} \right]^{\frac{1}{1+\kappa}}, \quad (31)$$

где $\langle G(I_0) \rangle$ — средняя проводимость при токе I_0 по (4).

При $2\omega\theta \ll 1$ $G(I_0, 0) \approx \langle G(I_0) \rangle (2\omega\theta)^{\frac{2}{1+\kappa}}$ и, следовательно, при всех $\kappa < 1$

$$\frac{G(I_0, 0)}{\langle G(I_0) \rangle} \ll 1. \quad (32)$$

Как указывалось, определение условий гашения связано с анализом изменения во времени остаточной проводимости дуги после перехода тока через

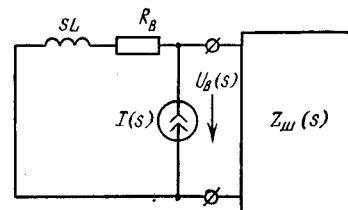


Рис. 4.

нуль под действием восстанавливающегося напряжения $u_{\text{в}}(t)$.

С учетом (32) будем рассчитывать переходный процесс восстановления напряжения на дуговом промежутке, пренебрегая шунтирующим действием остаточной проводимости дуги. При этом характер переходного процесса будет определять подключенная параллельно дуговому промежутку цепь.

Для расчета $u_{\text{в}}(t)$ воспользуемся операторным методом и соответствующей расчетной схемой (рис. 4). Имеем:

$$U_{\text{в}}(s) = Z_{\text{вх}}(s) I(s), \quad (33)$$

где $I(s) = L\{i(t)\}$ — преобразованный по Лапласу ток в дуге; $Z_{\text{вх}}(s) = \frac{Z_{\text{ш}}(s)(sL + R_{\text{в}})}{Z_{\text{ш}}(s) + sL + R_{\text{в}}}$ — входное операторное

сопротивление цепи по отношению к дуговому промежутку; $Z_{\text{ш}}(s)$ — входное операторное сопротивление шунтирующего двухполюсника; $U_{\text{в}}(s)$ — изображение $u_{\text{в}}(t)$; соответственно $u_{\text{в}}(t) = L^{-1}\{U_{\text{в}}(s)\}$.

Теперь рассмотрим процесс изменения во времени остаточной проводимости дугового промежутка с начальным значением $G(I_0, 0)$. Этот процесс описывается при всех $\kappa < 1$ уравнением динамики [Л. 3]:

$$-\frac{1+\kappa}{1-\kappa} \theta \frac{d}{dt} (G^{\kappa-1}) + (G^{\kappa-1}) = \frac{u_{\text{в}}^2}{P_{\kappa}}. \quad (34)$$

[Уравнение (34) получено из (1) делением на G^2 .]

Уравнение (34) линейно относительно степенного комплекса $G^{\kappa-1}$, и поэтому его решение можно искать в виде

$$G^{\kappa-1}(t) = G_{\text{пп}}^{\kappa-1}(t) + A_1 e^{\lambda_1 t}. \quad (35)$$

Здесь $G_{\text{пп}}^{\kappa-1}$ — частное решение уравнения (34), обусловленное правой частью (принужденная составляющая); $A_1 e^{\lambda_1 t}$ — общее решение однородного уравнения (свободная составляющая); $\lambda_1 = \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta}$ — корень характеристического уравнения.

Если $\kappa < 1$, то $\lambda_1 > 0$, и комплекс $G^{\kappa-1}(t)$ характеризует изменение во времени сопротивления дуги. При этом условии гашение или восстановление дуги после перехода тока через нуль определяется только знаком постоянной интегрирования A_1 . При $A_1 > 0$ сопротивление дуги с течением времени неограниченно нарастает, что и означает гашение дуги, при $A_1 < 0$ — дуга не гаснет.

Для вычисления A_1 не требуется знать временной закон изменения $G_{\text{пп}}(t)$. Значение A_1 можно найти непосредственно по изображению $U_{\text{в}}(s)$ (33). Для этого преобразуем по Лапласу уравнение (34). Имеем:

$$-\frac{1+\kappa}{1-\kappa} \theta [sL \{G^{\kappa-1}(t)\} - G^{\kappa-1}(I_0, 0)] + L \{G^{\kappa-1}(t)\} = \frac{1}{P_{\kappa}} L \{u_{\text{в}}^2(t)\}.$$

Соответственно

$$L \{G^{\kappa-1}(t)\} = \frac{G^{\kappa-1}(I_0, 0) - \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta P_{\kappa}} [U_{\text{в}}(s) \otimes U_{\text{в}}(s)]}{s - \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta}}, \quad (36)$$

где $[U_{\text{в}}(s) \otimes U_{\text{в}}(s)] = L\{u_{\text{в}}^2(t)\}$ — комплексная свертка изображений [Л. 12].

Значение A_1 определяется вычетом функции $L\{G^{\kappa-1}(t)\}$ в точке $s = \lambda_1 = \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta}$. В результате получим критерий гашения дуги:

$$A_1 = \text{Res}_{s=\lambda_1} L\{G^{\kappa-1}(t)\} = G^{\kappa-1}(I_0, 0) - \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta P_{\kappa}} [U_{\text{в}}(s) \otimes U_{\text{в}}(s)] \Big|_{s=\lambda_1} > 0. \quad (37)$$

Его можно записать и в виде

$$\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{G^{1-\kappa}(I_0, 0)}{\theta P_{\kappa}} [U_{\text{в}}(s) \otimes U_{\text{в}}(s)] \Big|_{s=\lambda_1} = \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta} < 1 \quad (38)$$

или

$$\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{G^{1-\kappa}(I_0, 0)}{\theta P_{\kappa}} L\{u_{\text{в}}^2(t)\} \Big|_{s=\lambda_1} = \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta} < 1, \quad (39)$$

где $G(I_0, 0)$ вычисляется по выражению (31).

Если раскрыть комплексную свертку изображений, то для случая n полюсов функции $U_{\text{в}}(s)$ имеем [Л. 12]:

$$U_{\text{в}}(s) \otimes U_{\text{в}}(s) = \sum_{i=1}^n U_{\text{в}}(s - s_i) \text{Res}_{s=s_i} U_{\text{в}}(s), \quad (40)$$

где s_i — i -й полюс функции $U_{\text{в}}(s)$.

Используя (40), а также учитывая, что при $\kappa < 1$ и $2\omega\theta \ll 1$ согласно (31) $G^{1-\kappa}(I_0, 0) = \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \left[(2\omega\theta)^2 \frac{I_0^2}{P_{\kappa}} \right]$, получим критерий гашения дуги переменного тока в виде

$$\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta P_{\kappa}} \left[(2\omega\theta)^2 \frac{I_0^2}{P_{\kappa}} \right]^{\frac{1-\kappa}{1+\kappa}} \left[\sum_{i=1}^n U_{\text{в}}(s - s_i) \times \text{Res}_{s=s_i} U_{\text{в}}(s) \right] \Big|_{s=\frac{1-\kappa}{1+\kappa} \frac{1}{\theta}} < 1. \quad (41)$$

Влияние параметров цепи на условия гашения дуги. Применим полученный критерий для анализа влияния параметров основной и шунтирующей цепи (рис. 2) на условия гашения дуги. Вначале ограничимся простейшим случаем, когда шунтирующая цепь содержит только два элемента — параллельно включенные емкость $C_{\text{ш}}$ и активную проводимость $G_{\text{ш}}$. Кроме того, пренебрежем активными потерями в основной цепи ($R_{\text{в}} = 0$).

Поскольку для оценки гашения дуги достаточно знать характер изменения остаточной проводимости в течение интервала времени порядка нескольких θ после перехода тока через нуль, то при $\theta \ll T/2$ ($2\omega\theta \ll 1$) допустимо заменить вблизи нуля синусоиду тока $i(t) = I_m \sin \omega t$ линейной функцией.

В соответствии с этим $i(t) \approx \left(\frac{di}{dt}\right)|_{t=0} t = \omega I_m t$ и, следовательно, $I(s) = \frac{\omega I_m}{s^2}$. Для рассматриваемой

цепи имеем:

$$\begin{aligned} U_b(s) &= \frac{\omega I_m}{s^2} \frac{sL}{LC_{\text{ш}} \left(s^2 + \frac{G_{\text{ш}}}{C_{\text{ш}}} s + \frac{1}{LC_{\text{ш}}} \right)} = \\ &= \frac{\omega I_m}{C_{\text{ш}}} \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{1}{\theta_C} s + \frac{1}{\theta_C \theta_L} \right)}, \end{aligned} \quad (42)$$

где $\theta_C = \frac{C_{\text{ш}}}{G_{\text{ш}}}$, $\theta_L = LG_{\text{ш}}$ — характеристические постоянные времени цепи.

Применяя (41), получим критерий гашения дуги для этого случая в двух формах:

$$\times \frac{\beta \frac{G(I_0, 0)}{G_{\text{ш}}}}{\left(2 + 3 \frac{\theta_C}{\beta \theta} \right)} \times \left[\frac{\left(1 + \frac{\theta_C}{\beta \theta} \right) \left(1 + \frac{\theta_C}{\beta \theta} + \frac{\beta \theta}{\theta_L} \right) \left(2 + \frac{\theta_C}{\beta} + 4 \frac{\beta \theta}{\theta_L} \right)}{\left(2 + 3 \frac{\theta_C}{\beta \theta} \right)} \right]^{1/2} < 1 \quad (43)$$

или

$$\begin{aligned} \beta^2 \frac{G(I_0, 0) \theta}{C_{\text{ш}}} &\left[\frac{\left(3 + 2 \frac{\beta \theta}{\theta_C} \right)}{\left(1 + \frac{\beta \theta}{\theta_C} \right) \left(1 + \frac{\beta \theta}{\theta_C} + \frac{\beta^2 \theta^2}{\theta_L \theta_C} \right)} \times \right. \\ &\times \left. \left(1 + \frac{2 \beta \theta}{\theta_C} + \frac{4 \beta^2 \theta^2}{\theta_L \theta_C} \right) \right]^{1/2} < 1. \end{aligned} \quad (44)$$

Здесь для упрощения записи введен безразмерный параметр $\beta = \frac{1+k}{1-k}$ [заметим, что $(-\frac{1}{\beta}) = \frac{d \ln U}{d \ln I} \Big|_{I=I_0}$].

Для оценки влияния параметров основной (L) и шунтирующей ($C_{\text{ш}}$, $G_{\text{ш}}$) цепей на условия гашения рассмотрим предельные случаи и, прежде всего, случай $C_{\text{ш}}=0$ и $G_{\text{ш}}=0$.

Из (43) при $C_{\text{ш}} \rightarrow 0$ ($\theta_C \rightarrow 0$) и $G_{\text{ш}} \rightarrow 0$ ($\theta_L \rightarrow 0$) получим критерий гашения дуги для чисто индуктивной цепи:

$$L < \frac{\sqrt{2} \theta}{G(I_0, 0)}. \quad (45)$$

Учитывая (31) при $2\omega\theta \ll 1$, а также то, что $R(I_0) = 1/\langle G(I_0) \rangle$, из (45) имеем:

$$\omega L < \frac{R(I_0)}{\sqrt{2}(2\omega\theta)^{\frac{1}{1-k}}}$$

и, в частности, при $k=0$

$$\omega L < \frac{R(I_0)}{\sqrt{2}2\omega\theta}. \quad (46)$$

Из сравнения критерия гашения (46) и критерия устойчивости (29) для модели Майра ($k=0$) видно, что соблюдения условий устойчивости (29) при $2\omega\theta \ll 1$ недостаточно для обеспечения непрерывного горения дуги. Действительно, чтобы дуга

не гасла при проходе тока через нуль, необходимо, чтобы удовлетворялось, по крайней мере, неравенство $\omega L > \frac{R(I_0)}{\sqrt{2}2\omega\theta}$, обратное (46).

Теперь рассмотрим влияние шунтирующей проводимости на условия гашения дуги. При $G_{\text{ш}} \neq 0$, но $C_{\text{ш}}=0$ ($\theta_C=0$) из (43) имеем:

$$\beta \frac{G(I_0, 0)}{G_{\text{ш}}} \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{\beta \theta}{\theta_L} \right) \left(1 + \frac{2\beta\theta}{\theta_L} \right)} \right]^{1/2} < 1 \quad (47)$$

или

$$G_{\text{ш}}^2 + \frac{3\beta\theta}{L} G_{\text{ш}} + \frac{2\beta^2\theta^2}{L^2} - \beta^2 G(I_0, 0) > 0. \quad (48)$$

Учитывая, что $G_{\text{ш}} \geq 0$ и разрешая неравенство (48), получим значения $G_{\text{ш}}$, при которых обеспечивается гашение дуги:

$$G_{\text{ш}} > \frac{1}{2} \frac{1+\kappa}{1-\kappa} \frac{\theta}{L} \left[\left(1 + \frac{4L^2G^2(I_0, 0)}{\theta^2} \right)^{1/2} - 3 \right]. \quad (49)$$

Условие (49) имеет смысл при $\frac{LG(I_0, 0)}{\sqrt{2}\theta} \geq 1$, ибо при $\frac{LG(I_0, 0)}{\sqrt{2}\theta} < 1$ согласно (45) гашение дуги происходит, если $G_{\text{ш}}=0$. В предельном случае, когда $\frac{LG(I_0, 0)}{\sqrt{2}\theta} \gg 1$, имеем:

$$G_{\text{ш}} > \frac{1+\kappa}{1-\kappa} G(I_0, 0). \quad (50)$$

Приходим к выводу, что, если не соблюдается критерий (45), то включение шунтирующей проводимости $G_{\text{ш}}$, удовлетворяющей условию (50), приводит к гашению дуги во всех случаях, когда выполняется неравенство $\frac{LG(I_0, 0)}{\sqrt{2}\theta} > 1$.

Рассмотрим влияние шунтирующей емкости $C_{\text{ш}}$ на условия гашения дуги. При $C_{\text{ш}} \neq 0$, но $G_{\text{ш}}=0$ из (44) с учетом того, что $\theta_C \theta_L = LC_{\text{ш}}$ и $1/\theta_C=0$, следует:

$$\beta^2 \frac{G(I_0, 0) \theta}{C_{\text{ш}}} \left[\frac{3}{\left(1 + \frac{\beta^2\theta^2}{LC_{\text{ш}}} \right) \left(1 + 4 \frac{\beta^2\theta^2}{LC_{\text{ш}}} \right)} \right]^{1/2} < 1. \quad (51)$$

В частности, в наиболее тяжелом случае при $\frac{\beta\theta}{\sqrt{LC_{\text{ш}}}} \ll 1$ получим условие гашения дуги:

$$C_{\text{ш}} > \sqrt{3} \left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa} \right)^2 \theta G(I_0, 0). \quad (52)$$

В заключение найдем достаточные критерии гашения дуги в индуктивной цепи при сколь угодно сложной схеме цепи, шунтирующей дуговой промежуток, содержащей линейные элементы $R_{\text{ш}}$, $L_{\text{ш}}$, $C_{\text{ш}}$. При этих ограничениях входное сопротивление равно:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots},$$

т. е. представляет собой рациональную алгебраическую функцию от s , выраженную отношением двух многочленов, степени которых не отличаются между собой более, чем на единицу $|m-n| \leq 1$.

Соответственно изображение $U_B(s) = \frac{\omega I_m}{s^2} Z_{Bx}(s)$ представляет собой рациональную функцию, обращающуюся в нуль при $s \rightarrow \infty$. При этих условиях изображение $U_B(s)$ может быть разложено в сходящийся степенной ряд по убывающим степеням s простым делением, а затем — почлененным переходом в пространство оригиналов найдено $u_B(t)$.

В результате получим:

$$U_B(s) = \omega I_m \frac{a_n}{b_m} \frac{s^n + \frac{a_{n-1}}{a_n} s^{n-1} + \dots}{s^{m+2} + \frac{b_{m-1}}{b_m} s^{m+1} + \dots} = \\ = \omega I_m \frac{a_n}{b_m} \sum_{r=m-n+1}^{\infty} \frac{\alpha_r}{s^{r+1}}, \quad (53)$$

где

$$\alpha_{r=m-n+1} = 1; \alpha_{r=m-n+2} = \frac{a_{n-1}}{a_n} - \frac{b_{m-1}}{b_m} \text{ и т. д.}$$

Соответственно

$$u_B(t) = \omega I_m \frac{a_n}{b_m} \sum_{r=m-n+1}^{\infty} \alpha_r \frac{t^r}{r!}. \quad (54)$$

Для получения достаточных условий гашения дуги допустимо ограничиться первым членом степенного ряда, положив

$$u_B(t) = \omega I_m \frac{a_n}{b_m} \frac{t^{m-n+1}}{(m-n+1)!} \dots \quad (55)$$

и соответственно

$$U_B(s) = \omega I_m \frac{a_n}{b_m} \frac{1}{s^{m-n+2}}. \quad (56)$$

Это возможно, если выполняется неравенство $\left| \frac{a_{n-1}}{a_n} - \frac{b_{m-1}}{b_m} \right| \theta \ll 1$, либо, если степенной ряд (54) — знакочередующийся с монотонно убывающими по модулю членами. Найденные при этом условия будут достаточными для гашения дуги, потому что взятое в расчет $u_B(t)$ из (55) при $t \geq 0$ превышает истинное (54). Запишем выражение (56) в виде

$$U_B(s) = \frac{\omega I_m}{s^2} Z_0(s),$$

где $Z_0(s) = \frac{a_n}{b_m} \frac{1}{s^{m-n}}$ — эквивалентное (уточченное) сопротивление цепи, присоединенное параллельно дуговому промежутку, определяющее при $t \geq 0$ характер восстановливающегося напряжения.

Возможны три типа сложных пассивных цепей с элементами R , L , C , дающих различные уточченные сопротивления:

$$\begin{aligned} \text{при } m-n &= -1 & Z_0(s) &= \frac{a_n}{b_m} s = L_0 s; \\ \text{при } m-n &= 0 & Z_0(s) &= \frac{a_n}{b_m} = R_0 = \frac{1}{G_0}; \\ \text{при } m-n &= 1 & Z_0(s) &= \frac{a_n}{b_m} \frac{1}{s} = \frac{1}{C_0 s}, \end{aligned} \quad (57)$$

где L_0 , $R_0 = \frac{1}{G_0}$, $\frac{1}{C_0}$ — определяются отношением высших степеней многочленов числителя и знаменателя.

Соответствующие им расчетные $u_B(t)$ по (55) при $t \geq 0$:

$$u_B(t) = \omega L_0 I_m; \quad u_B(t) = \omega I_m R_0 t; \quad u_B(t) = \frac{\omega I_m}{2C_0} t^2.$$

Применяя (39), получим достаточные критерии гашения дуги для трех типов цепей:

$$\left. \begin{aligned} L_0 &< \frac{\sqrt{2}\theta}{G(I_0, 0)}; \\ G_0 &> \frac{1+\kappa}{1-\kappa} G(I_0, 0); \\ C_0 &> \sqrt{3} \cdot \left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa} \right)^2 \theta G(I_0, 0). \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

Критерии (58) совпадают соответственно с предельными критериями (45), (50) и (52) простейшей цепи L , R_0 , C_0 .

Критерии устойчивости (26) и гашения (58) учитывают не только параметры цепи, но и нелинейные свойства дуговой плазмы. Таким образом, зная параметры источника питания и цепи, атмосферу, в которой горит дуга, можно рассчитать стационарные режимы в индуктивной цепи переменного тока с дугой и определить необходимые условия их устойчивости и достаточные условия гашения дуги.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959.
2. Brown I. E. A Study of A. C. Arc Behavior near Current Zero by means of Mathematical Models. — «Trans. of the AIEE», 1948, vol. 67, p. I, S. 141.
3. Заруди М. Е. О влиянии нелинейных свойств плазмы на характер нестационарных процессов в стволе каналовой дуги (вопросы теории и расчета). — «ЖТФ», 1971, вып. 4, т. 41, с. 734—744.
4. Свойства газов при высоких температурах. — В кн.: Исследования в области промышленного электронагрева. М., «Энергия», 1969, вып. 3, с. 9—39. Авт.: О. В. Андреева, М. Е. Заруди, И. А. Зибер, И. С. Эдельбаум.
5. Заруди М. Е., Каменская В. П. Динамические параметры каналовой дуги. — «Труды Моск. ин-та радиотехники, электроники и автоматики», 1972, вып. 56, с. 26—37.
6. Mayr O. Beitrag zur Theorie des statischen und dynamischen Lichtbogen. — «Archiv f. Elektrotechnik», 1943, Bd 37, S. 588.
7. Mayr O. Über die Theorie des Lichtbogens und seiner Löschung. — «ETZ», 1943, S. 645.
8. Cassie A. M. A new Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. CIGRE, 1939, № 102.
9. Заруди М. Е. Устойчивость дуги переменного тока в индуктивной цепи. — В кн.: VI Всесоюзная конференция по генераторам низкотемпературной плазмы. Фрунзе, «Илим», 1974, с. 231—235.
10. Поливанов К. М. Определение устойчивости точек равновесия при феррорезонансе. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1965, № 11, с. 637—647.
11. Моисеев Н. Н. Асимптотические методы нелинейной механики. М., «Наука», 1969.
12. Гарднер М. Ф., Бэрнс Дж. Л. Переходные процессы в линейных системах. М., Физматгиз, 1961.

[24.6.1976]



Статическая устойчивость схем с вентильными преобразователями

Канд. техн. наук СТУПЕЛЬ А. И.
Москва

Устойчивости в малом схем с регулируемыми вентильными преобразователями (ВП) посвящено большое число работ. По используемым методам исследования (способу линеаризации) их можно разделить на две части — работы, в которых ВП в режиме малых возмущений замещается импульсным элементом или системой импульсных элементов [Л. 1 и 2], и работы, в которых преобразователь замещается описывающими функциями [Л. 3 и 4].

Анализ устойчивости в этих работах проводится при некоторых, вполне правомерных допущениях. Однако эти допущения ограничивают применение разработанных методов определенными схемами (например, схемами с примыканием ВП со стороны переменного тока к шинам бесконечной мощности) и определенными областями параметров этих схем. Усложнение схем с ВП и систем регулирования ВП вызывает необходимость создания метода анализа статической устойчивости с достаточно широкой областью применения. Такому методу посвящена настоящая статья.

Уравнения схем с ВП. Схемы с m -фазными вентильными преобразователями описываются кусочно-линейными системами дифференциальных уравнений. Каждому интервалу линейности отвечает определенное число проводящих вентилей и определенные номера этих вентилей. Рассмотрим нормальный установившийся режим работы трехфазной симметричной системы с ВП (рис. 1) *.

Выберем начало отсчета времени $\vartheta = \omega t$ (ω — промышленная частота) и разобьем ось времени на интервалы длительностью $2\pi/m$ с номерами 1, 2, ..., r (рис. 2). Обычно такие интервалы называют интервалами повторяемости структуры схемы, а интервал с номером 1 — основным. Внутри интервала повторяемости может быть несколько участков линейности, отличающихся числом и (или) номерами проводящих вентилей. Удобно присвоить этим участкам порядковые номера 1, 2, 3, ..., j , ...

Для участка с номером j основного интервала уравнение схемы можно записать в виде

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{A}_{ij} \mathbf{Y} + \mathbf{B}(\vartheta), \quad (1)$$

где $\mathbf{B}(\vartheta)$ — вектор внешних воздействий; \mathbf{Y} — вектор независимых переменных.

Переменным на стороне постоянного тока удобно присвоить номера от 1 до s . Дальнейшие номера присваиваются переменным на стороне переменного тока, причем одноименные переменные различных фаз образуют группы по три с расположением переменных в порядке следования фаз и младшим номером, принадлежащим фазе a . Аналогичную структуру имеет вектор $\mathbf{B}(\vartheta)$. Решение системы (1)

записывается в виде

$$\mathbf{Y}(\vartheta) = e^{\mathbf{A}_{ij}\vartheta} \mathbf{Y}(0) + \int_0^{\vartheta} e^{\mathbf{A}_{ij}(\vartheta-\tau)} \mathbf{B}(\tau) d\tau^{**}. \quad (2)$$

Для участка с номером j на втором интервале повторяемости можно записать, что

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{A}_{2j} \mathbf{Y} + \mathbf{B}(\vartheta) \quad (3)$$

и для момента $\vartheta' = \frac{2\pi}{m} + \vartheta$ на втором интервале имеем:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}\left(\vartheta + \frac{2\pi}{m}\right) &= e^{\mathbf{A}_{2j}\frac{2\pi}{m}} \mathbf{Y}\left(\frac{2\pi}{m}\right) + \\ &+ \int_0^{\frac{2\pi}{m}} e^{\mathbf{A}_{2j}(\frac{2\pi}{m}-\tau)} \mathbf{B}\left(\frac{2\pi}{m}+\tau\right) d\tau. \end{aligned} \quad (4)$$

Предположим, что преобразователь присоединен к симметричной трехфазной сети. Тогда для любой переменной на стороне постоянного тока верны соотношения:

$$y_d\left(\vartheta + \frac{2\pi}{m}\right) = y_d(\vartheta); \quad (5)$$

$$y_d\left(\vartheta + \frac{2\pi}{m}\right) = 1 \cdot y_d(\vartheta). \quad (6)$$

Для любой группы из трех фазных переменных на стороне переменного тока верны соотношения

$$\left. \begin{aligned} y_b(\vartheta) &= y_a(\vartheta - \rho); \\ y_c(\vartheta) &= y_a(\vartheta + \rho); \\ \rho &= \frac{2\pi}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Аналогичные соотношения верны и для внешних воздействий. Как известно, переменную $y_a(\vartheta)$ можно записать в виде гармонического ряда

$$\begin{aligned} y_a(\vartheta) &= \sum_{k=0}^{\infty} F_{km+1} \cos [(km+1)\vartheta + \Psi_{km+1}] + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} F_{km-1} \cos [(km-1)\vartheta + \Psi_{km-1}]. \end{aligned} \quad (8)$$

Из (7) следует, что

$$\left. \begin{aligned} y_b(\vartheta) &= \sum_{k=0}^{\infty} F_{km+1} \cos [(km+1)\vartheta + \Psi_{km+1} - \rho] + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} F_{km-1} \cos [(km-1)\vartheta + \Psi_{km-1} + \rho]; \\ y_c(\vartheta) &= \sum_{k=0}^{\infty} F_{km+1} \cos [(km+1)\vartheta + \Psi_{km+1} + \rho] + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} F_{km-1} \cos [(km-1)\vartheta + \Psi_{km-1} - \rho]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

* Все дальнейшие выкладки могут быть распространены на системы переменного тока с любым числом фаз.

** Начало отсчета времени совмещено с началом участка линейности j .

Непосредственной проверкой можно показать, что

$$\begin{aligned} & \left[F_{km\pm 1} \cos \left[(km \pm 1) \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) + \Psi_{km\pm 1} \right] \right] \\ & \left[F_{km\pm 1} \cos \left[(km \pm 1) \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) + \Psi_{km\pm 1} \mp \rho \right] \right] = \\ & \left[F_{km\pm 1} \cos \left[(km \pm 1) \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) + \Psi_{km\pm 1} \pm \rho \right] \right] \\ & = \tilde{\mathbf{T}} \begin{bmatrix} F_{km\pm 1} \cos [(km \pm 1) \vartheta + \Psi_{km\pm 1}] \\ F_{km\pm 1} \cos [(km \pm 1) \vartheta + \Psi_{km\pm 1} \mp \rho] \\ F_{km\pm 1} \cos [(km \pm 1) \vartheta + \Psi_{km\pm 1} \pm \rho] \end{bmatrix}, \quad (10) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{T}} = \frac{1}{3} \times \\ \times \begin{bmatrix} 2 \cos \frac{2\pi}{m} \pm 1 & 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} + \rho \right) \pm 1 & 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} - \rho \right) \pm 1 \\ 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} - \rho \right) \pm 1 & 2 \cos \frac{2\pi}{m} \pm 1 & 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} + \rho \right) \pm 1 \\ 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} + \rho \right) \pm 1 & 2 \cos \left(\frac{2\pi}{m} - \rho \right) \pm 1 & 2 \cos \frac{2\pi}{m} \pm 1 \end{bmatrix} \quad (11) \end{aligned}$$

Из (8) — (10) следует, что

$$\begin{bmatrix} y_a \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) \\ y_b \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) \\ y_c \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{T}} \begin{bmatrix} y_a (\vartheta) \\ y_b (\vartheta) \\ y_c (\vartheta) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Объединим в одно преобразование, определяемое соотношениями (6) и (12):

$$\mathbf{Y} \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) = \mathbf{T} \mathbf{Y} (\vartheta), \quad (13)$$

где \mathbf{T} — диагонально клеточная матрица:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{s \times s} & & & & & \\ & \mathbf{T}_{3 \times 3} & & & & \\ & & \tilde{\mathbf{T}}_{3 \times 3} & & & \\ & & & \mathbf{T}_{3 \times 3} & & \\ & & & & \ddots & \\ & & & & & \tilde{\mathbf{T}}_{3 \times 3} \end{bmatrix}$$

Аналогично доказывается соотношение

$$\mathbf{B} \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) = \mathbf{T} \mathbf{B} (\vartheta). \quad (14)$$

Из (2) с учетом (13) и (14) следует, что

$$\mathbf{Y} \left(\vartheta + \frac{2\pi}{m} \right) = \mathbf{T} e^{\mathbf{A}_{1j} \vartheta} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Y} \left(\frac{2\pi}{m} \right) +$$

$$+ \int_0^{\vartheta} \mathbf{T} e^{\mathbf{A}_{1j} (\vartheta - \tau)} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{B} \left(\tau + \frac{2\pi}{m} \right) d\tau. \quad (15)$$

Сравнив (15) с (4), получим соотношение, связывающее матрицы коэффициентов уравнений на смежных интервалах повторяемости:

$$\mathbf{A}_{2j} = \mathbf{T} \mathbf{A}_{1j} \mathbf{T}^{-1}. \quad (16)$$

Очевидно, что на интервале повторяемости с номером r

$$\mathbf{A}_{rj} = \mathbf{T}^{r-1} \mathbf{A}_{1j} \mathbf{T}^{-(r-1)}. \quad (17)$$

Обычно преобразователь работает в режиме чередования коммутационных и внекоммутационных участков. Для анализа в дальнейшем именно этого случая (что не накладывает ограничений на общность метода) удобно обозначить матрицу коэффициентов на коммутационном участке первого интервала повторяемости через \mathbf{A}_{ki} ; на внекоммутационном — через $\mathbf{A}_{i,k+1}$. Для интервала с номером r соответствующие матрицы записутся в виде:

$$\mathbf{A}_{k+r-1, i+r-1} = \mathbf{T}^{r-1} \mathbf{A}_{ki} \mathbf{T}^{-(r-1)}; \quad (18)$$

$$\mathbf{A}_{i+r-1, k+r} = \mathbf{T}^{r-1} \mathbf{A}_{i, k+1} \mathbf{T}^{-(r-1)}. \quad (19)$$

Системы дифференциальных уравнений (1) и (3) на интервалах линейности не зависят от режима схемы. Поэтому соотношения (16) — (19) справедливы не только для установившегося режима, но и при наличии таких возмущений, которые не изменяют временную последовательность интервалов линейности, заданную установившимся режимом. Очевидно, что к названному классу возмущений относятся малые возмущения установившихся режимов.

Условия переключения. Для полного описания системы с вентильным преобразователем необходимо добавить к уравнениям участков линейности условия переключения (условия перехода от одного интервала линейности к другому) и уравнения, связывающие значения вектора переменных \mathbf{Y} сле-

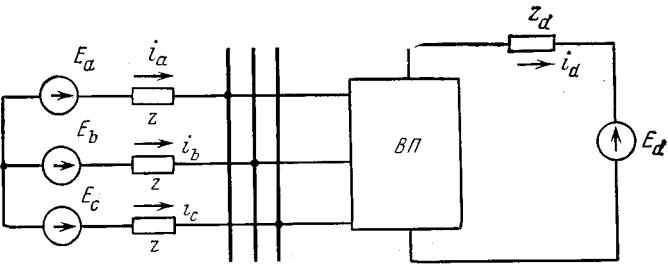


Рис. 1. Схема замещения симметричной трехфазной системы с ВП.

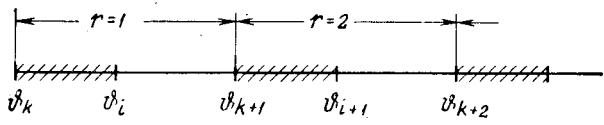


Рис. 2. Разбиение оси времени на интервалы повторяемости структуры.

ва и справа от момента переключения. В статье предполагается, что к моменту переключения претерпевают скачки только производные \dot{Y} , а значения вектора переменных слева и справа от момента переключения одинаковы. Этому условию удовлетворяет, как правило, вектор Y , описывающий систему с преобразователем, регулируемым на постоянство выпрямленного тока.

Случай с разрывным вектором Y рассмотрен в работе, посвященной системе с преобразователем, регулируемым на постоянство угла погасания. Рассмотрим для определенности преобразователь, у которого интервал повторяемости структуры схемы состоит из двух участков линейности (рис. 2).

Началом первого участка линейности (коммутационного) является момент ϑ_k включения очередного вентиля k , началом второго участка линейности (внекоммутационного) — момент i окончания процесса коммутации тока и отключения вентиля i .

Момент включения очередного вентиля совпадает с моментом выдачи управляющего импульса системой регулирования преобразователя при одновременном выполнении двух условий: отсутствие запаздывания в канале передачи импульсов на управляющий электрод вентиля и положительности анодного напряжения. Невыполнение любого из этих условий приводит к запаздыванию на время $\Delta\vartheta_3$ момента переключения ϑ_k относительно момента выдачи очередного управляющего импульса. Момент переключения ϑ_k определяется из уравнения

$$g_k [Y(\vartheta_k - \Delta\vartheta_3), \vartheta_k - \Delta\vartheta_3] = 0. \quad (20)$$

Вид функции g_k определяется конкретной системой фазоимпульсного преобразования. Рассмотрим условие (20) на примере асинхронной системы, работающей на принципе сравнения сигнала регулятора $f(i_d - I_y)$ с опорным напряжением.

В момент появления импульса опорное напряжение скачком уменьшается на фиксированную величину ΔV и затем снова нарастает с постоянной крутизной v , зависящей от частоты сети, до очередного управляющего импульса, возникающего в момент равенства управляющего сигнала опорному напряжению [Л. 7]. Если не учитывать медленно действующих каналов асинхронной системы управления, осуществляющей изменение крутизны с изменением частоты, то условие переключения

$$g_k [Y_k, \vartheta_k] = v\vartheta_k - f(i_d - I_y) - k\Delta V - v\vartheta_0 = 0$$

(ϑ_0 — начало отсчета).

Момент переключения ϑ_i , совпадающий с окончанием коммутационного интервала, зависит от момента включения вентиля ϑ_k , вектора переменных $Y(\vartheta_k) = Y_k$ и вектора переменных $Y(\vartheta_i) = Y_i$. В общем случае эта зависимость может быть записана как

$$g_i (Y_k, Y_i, \vartheta_k, \vartheta_i) = 0. \quad (21)$$

Вид функции g_i определяется конкретной схемой и режимом преобразователя.

Рассмотрим определение условия окончания коммутации для шестифазной мостовой схемы, работающей в режиме 2—3 (рис. 3). Уравнение кон-

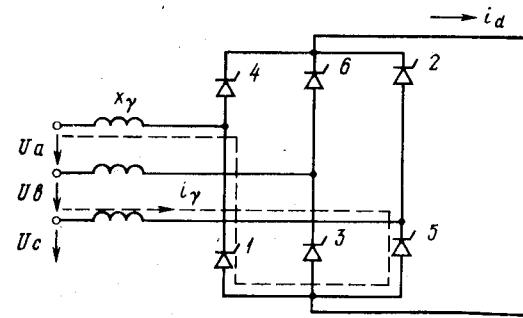


Рис. 3. К выводу условия окончания коммутации.

тура коммутации на основном интервале (включены вентили 1, 5, 6)

$$2x_i \frac{d}{d\vartheta} i_i - x_i \frac{d}{d\vartheta} i_d + u_a - u_c = 0, \quad (22)$$

где i_i — коммутирующий ток; x_i — реактивное сопротивление коммутации.

Проинтегрировав (22) от ϑ_k до ϑ_i , получим с учетом очевидных соотношений $i_i(\vartheta_k) = 0$ и $i_i(\vartheta_i) = i_d$ условие окончания коммутации:

$$x_i i_d(\vartheta_i) + x_i i_d(\vartheta_k) + q_a(\vartheta_i) - q_a(\vartheta_k) - q_c(\vartheta_i) + q_c(\vartheta_k) = 0,$$

где

$$\frac{d}{d\vartheta} q_a(\vartheta) = u_a; \quad \frac{d}{d\vartheta} q_b(\vartheta) = u_b; \quad \frac{d}{d\vartheta} q_c(\vartheta) = u_c. \quad (23)$$

Уравнения (23) вводятся в исходную систему уравнений (1).

Уравнение для малых возмущений. Условие устойчивости. Итак, на основном интервале повторяемости имеется кусочно-линейная система дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{Y} &= A_{k_i} Y + B(\vartheta), \quad \vartheta_k < \vartheta \leq \vartheta_i; \\ \dot{Y} &= A_{i_{k+1}} Y + B(\vartheta), \quad \vartheta_i < \vartheta \leq \vartheta_{k+1}, \end{aligned}$$

причем моменты переключения удовлетворяют уравнениям (20) и (21); переменные Y в моменты переключения не претерпевают разрыва. Обозначим вектор малых возмущений через Z . Тогда

$$Y_{\text{возм}} = Y_0 + Z,$$

где Y_0 — вектор переменных рассматриваемого установившегося режима. На участке линейности вектор Z удовлетворяет однородному уравнению

$$\dot{Z} = AZ. \quad (24)$$

На границах участков линейности вектор Z претерпевает скачки, вызванные скачком производной вектора Y_0 на этих границах.

Появление скачков вектора Z иллюстрируется рис. 4 (для одномерного вектора Y_0). Левые и правые значения вектора Z в моменты ϑ_k и ϑ_i будем обозначать соответственно через $Z_k^-, Z_k^+, Z_i^-, Z_i^+$.

Найдем матрицу Q , связывающую векторы Z_k^- и Z_{k+1}^- . На основании (24) можно записать с точ-

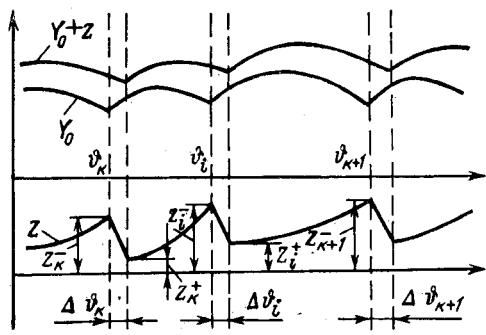


Рис. 4. Переходный процесс при малых возмущениях в кусочно-линейной системе.

нностью до малых 1-го порядка

$$\left. \begin{aligned} Z_i^- &= Z_k^+ e^{A_{ki}\vartheta_{ki}}; \\ Z_{k+1}^- &= Z_i^+ e^{A_{i,k+1}\vartheta_{i,k+1}}, \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где ϑ_{ki} , $\vartheta_{i,k+1}$ — длительность коммутационного и внекоммутационного интервалов в невозмущенном режиме¹.

Определим далее связь между значениями Z_i^- :

$$Z_k^+ = Y_{\text{возм}}(\vartheta_k + \Delta\vartheta_k) - Y(\vartheta_k + \Delta\vartheta_k).$$

С точностью до малых 1-го порядка можно записать, что

$$Y_{\text{возм}}(\vartheta_k + \Delta\vartheta_k) = Y_0(\vartheta_k) + Z_k^- + \dot{Y}_0(\vartheta_k) \Delta\vartheta_k;$$

$$Y_0(\vartheta_k + \Delta\vartheta_k) = Y_0(\vartheta_k) + \dot{Y}_0^+(\vartheta_k) \Delta\vartheta_k,$$

отсюда

$$Z_k^+ = Z_k^- - [\dot{Y}_k^+ - \dot{Y}_k^-] \Delta\vartheta_k$$

или

$$Z_k^+ = Z_k^- - \Delta\dot{Y}_k \Delta\vartheta_k, \quad (26)$$

где

$$\dot{Y}_k^+ = \dot{Y}_0^+(\vartheta_k); \quad \dot{Y}_k^- = \dot{Y}_0^-(\vartheta_k).$$

В точках непрерывности производной \dot{Y}

$$\Delta\dot{Y} = 0 \text{ и } Z_k^+ = Z_k^-.$$

Для определения приращения момента включения вентиля запишем условие включения для возмущенного режима:

$$g_k [Y_{\text{возм}}(\vartheta_k + \Delta\vartheta_k), \vartheta_k + \Delta\vartheta_k] = 0$$

или

$$g_k [Y_0(\vartheta_k) + Z_k^- + \dot{Y}_k^- \Delta\vartheta_k, \vartheta_k + \Delta\vartheta_k] = 0.$$

Разложив g_k в ряд Тейлора около точки $Y_0(\vartheta_k)$, ϑ_k и удержав члены только 1-го порядка малости, получим

$$\Delta\vartheta_k = -\mu_k \left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' Z_k^-, \quad (27)$$

¹ В возмущенном режиме $\vartheta'_{ki} = \vartheta_{ki} + \Delta\vartheta_{ki}$. Однако множитель $Z_{k+1}^+ \exp(A_{ki}\Delta\vartheta_{ki})$ отличается от единицы на малую 2-го порядка и поэтому опущен в (25).

где $\mu_k = \frac{1}{\left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' Y^- + \frac{\partial g_k}{\partial \vartheta_k}}$ — скалярный коэффициент;

$$\left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_k}{\partial y_{k1}} \\ \vdots \\ \frac{\partial g_k}{\partial y_{kn}} \end{bmatrix},$$

($'$) — знак транспозиции.

Подставив (27) в (26), получим:

$$Z_k^+ = H_k Z_k^-,$$

где

$$H_k = 1 + \mu_k \Delta\dot{Y}_k \left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' \quad (28)$$

— матрица переключения в момент ϑ_k .

Аналогично (26) можно записать:

$$Z_i^+ = Z_i^- - \Delta\dot{Y}_i \Delta\vartheta_i. \quad (29)$$

Для определения приращения момента окончания коммутации запишем условие окончания коммутации для возмущенного режима:

$$g_i [Y_k + Z_k^- + \dot{Y}_k^- \Delta\vartheta_k, Y_i + Z_i^- + \dot{Y}_i^- \Delta\vartheta_i, \vartheta_k + \Delta\vartheta_k, \vartheta_i + \Delta\vartheta_i] = 0.$$

Разложив аналогично предыдущему g_i в ряд Тейлора, получим с учетом (27):

$$\Delta\vartheta_i = -\mu_i \left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)' \bar{Z}_k^- - \mu_i \left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)' Z_i^- + \frac{\mu_i \mu_k}{\mu_{ik}} \left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' Z_k^-, \quad (30)$$

где

$$\mu_i = \frac{1}{\left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)' \dot{Y}_i^- + \frac{\partial g_i}{\partial \vartheta_i}}; \quad \mu_{ik} = \frac{1}{\left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)' \dot{Y}_k^- + \frac{\partial g_i}{\partial \vartheta_k}};$$

$$\left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)' = \left[\frac{\partial g_i}{\partial y_{i1}} \dots \frac{\partial g_i}{\partial y_{in}} \right]; \quad \left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_k} \right)' = \left[\frac{\partial g_i}{\partial y_{k1}} \dots \frac{\partial g_i}{\partial y_{kn}} \right].$$

Выражения (25), (28) — (30) позволяют записать: $Z_{k+1}^- = Q Z_k^-$, и тогда переходная матрица Q для основного интервала

$$Q = e^{A_{i,k+1}\vartheta_{i,k+1}} H_i e^{A_{ki}\vartheta_{ki}} H_k - e^{A_{i,k+1}\vartheta_{i,k+1}} \times \times \frac{\mu_i}{\mu_{ik}} \Delta\dot{Y}_i \left[\mu_k \left(\frac{\partial g_k}{\partial Y_k} \right)' - \mu_{ik} \left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_k} \right)' \right], \quad (31)$$

где

$$H_i = 1 + \mu_i \Delta\dot{Y}_i \left(\frac{\partial g_i}{\partial Y_i} \right)'.$$

Перейдем теперь к получению переходной матрицы Q_r для неосновного интервала r . Легко показать, что коэффициенты μ не зависят от номера интервала повторяемости и что матрицы переклю-

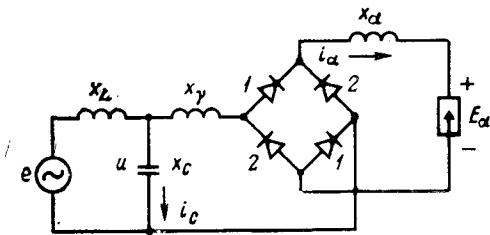


Рис. 5. Расчетная схема с двухполупериодным выпрямителем. $i_{d0}=4$ кА; $U_m=1120$ кВ; $x_L=59$ Ом; $x_d=628$ Ом; $E_d=-420$ кВ; $E_m=1428$ кВ; $x_1=25$ Ом; $x_c=350$ Ом.

чения на основном интервале связаны с матрицами переключения на интервале r соотношением

$$H_r = T^{r-1} H T^{-(r-1)}, \quad (32)$$

а

$$e^{A_r \vartheta} = e^{T^{(r-1)} A T^{-(r-1)} \vartheta} = T^{(r-1)} e^{A_r \vartheta} T^{-(r-1)}. \quad (33)$$

На основании (31) и (32) можно записать:

$$Q_r = T^{(r-1)} Q T^{-(r-1)}.$$

Вектор Z_{k+m}^- , соответствующий моменту переключения ϑ_{k+m} (m — фазность преобразовательной схемы) связан с вектором Z_k^- очевидным соотношением

$$Z_{k+m}^- = T^{m-1} Q T^{-(m-1)} T^{(m-2)} Q T^{-(m-2)} \dots T Q T^{-1} Q Z_k^-.$$

Так как $T^m = 1$, то $T^{m-1} = T^{-1}$, поэтому

$$Z_{k+m}^- = (T^{-1} Q)^m Z_k^-.$$

Для асимптотической устойчивости системы с вентильным преобразователем необходимо и достаточно, чтобы

$$\lim_{q \rightarrow \infty} (T^{-1} Q)^{qm} = 0.$$

Согласно [Л. 6] последнее условие выполняется, если все собственные числа λ матрицы $T^{-1} Q$ по модулю меньше единицы, т. е. находятся внутри единичного круга.

Предложенный метод анализа устойчивости систем с ВП развит на основе идей, изложенных в [Л. 5]. Иной, сравнительно с [Л. 5], способ получения переходной матрицы позволил применить эти идеи к системам с ВП, характеризующимися сложными условиями переключения.

Пример расчета устойчивости². Предлагаемый метод был применен для расчета области устойчивости схемы рис. 5 с двухполупериодным выпрямителем, асинхронной системой фазоимпульсного преобразования и пропорциональным регулятором тока. Параметры схемы и исследуемого установившегося режима приведены на рис. 5.

² Расчеты выполнены Филимоновым А. В.

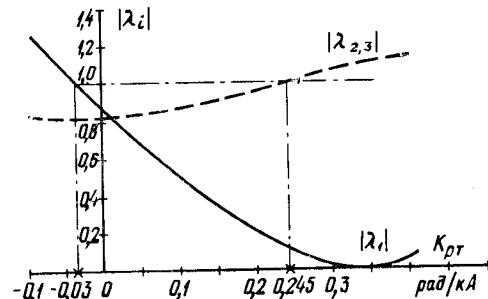


Рис. 6. Траектория модулей собственных чисел.

На рис. 6 приведены траектории модулей собственных чисел матрицы $T^{-1} Q$, из которых следует, что при коэффициентах усиления регулятора тока K_α , находящихся в диапазоне: $-0,03$ рад/кА $< K_\alpha < 0,245$ рад/кА модули собственных чисел меньше единицы, т. е. схема с ВП асимптотически устойчива. Отметим, что при $K_\alpha = 0$ модули собственных чисел меньше единицы, т. е. несмотря на отсутствие активных сопротивлений в линейной части схемы малые возмущения затухают. Можно показать, что затухание возмущений возникает из-за наличия конечного угла коммутации ВП. При нулевом угле коммутации модули собственных чисел равны единице.

В случае примыкания ВП к шинам бесконечной мощности область устойчивости расширяется: $-0,025$ рад/кА $< K_\alpha < 1,5$ рад/кА***.

Отсюда следует, что даже при асинхронной системе управления, когда невозможно известное явление гармонической неустойчивости, схемы и параметры приемной системы существенно влияют на область устойчивости ВП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ольшванг М. В., Ермолович Э. С. Устойчивость регулирования тока вентильного преобразователя при работе на индуктивность и э. д. с. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, вып. 7.
2. Набутовский И. Б. Устойчивость выпрямителя с инерционным регулятором тока. — «Изв. НИИПТ», 1969, № 15, с. 169—181.
3. Fallside F., Farmer A. Ripple instability in closed loop control systems with thyristor amplifiers. — «Proc. IEE», 1967, vol. 114, № 1.
4. Герценберг Г. Р., Левченко В. В., Ступель А. И. Исследование режимов преобразователей, работающих на сложную приемную систему, методом гармонического анализа. — В кн. «Технические и электрофизические проблемы электроэнергетики. Л., «Энергия», 1973.
5. Розенвассер Е. Н. Колебания нелинейных систем. М., «Наука», 1969.
6. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М., «Наука», 1967.
7. Holtz I. Ein neues Zündsteuerverfahren für am schwachen Netz. — «Elektrotechn. Z.», 1970, A91, № 6.

[27.9.1976]

*** Электродвижущая сила шин бесконечной мощности подключена параллельно емкости C (рис. 5). Амплитуда э. д. с. принята равной амплитуде напряжения на емкости, т. е. 1120 кВ.



Моделирование динамики изменений потребления электроэнергии энергосистем при неполной информации

МЕЛАМЕД А. М., ТИМЧЕНКО В. Ф., СААРЕНД К. А.

ВНИИЭ, Эстонглавэнерго

Суммарное потребление электроэнергии совокупностью потребителей энергосистемы за определенные календарные отрезки времени (месяц, квартал, год) является одним из отчетных показателей текущей работы энергосистем, на основе которого производятся взаимные расчеты между параллельно работающими электростанциями и энергосистемами. Знание величины суммарного потребления электроэнергии, ожидаемой в предстоящем месяце (квартале, году), необходимо для заблаговременного планирования энергосистемами выработки электроэнергии, что, в свою очередь, должно быть обеспечено планом снабжения тепловых электростанций топливом и планом сработки водохранилищ ГЭС, базирующимся на прогнозе речного стока.

В настоящее время преобладающим остается мнение, что расчет ожидаемых величин суммарного электропотребления энергосистем для обеспечения нужной точности необходимо строить с учетом структуры электропотребления и характера работы потребителей. К числу показателей структуры суммарного потребления относят: процентный состав потребителей, принадлежащих к разным сферам (промышленной, непромышленной) и отраслям потребления; удельные расходы электроэнергии потребителями на единицу производимой ими продукции; характерные графики нагрузки основных видов потребителей [Л. 1]. Систематическое измерение этих показателей структуры потребления не предусмотрено технологией управления режимами работы энергосистемы в целом. Эпизодические измерения этих показателей осложняются многоотраслевым характером электропотребления энергосистем, где электроприемники, принадлежащие к одной сфере потребления, распределены в пространстве электрической схемы энергосистемы несистематически.

Поэтому точность и достоверность результатов экспериментального определения этих показателей, особенно в объединенных энергосистемах, трудно гарантировать, и ясно, что по мере дальнейшего развития энергосистем точность и достоверность методов их определения будут убывать. Представляет практический интерес анализ и синтез временных рядов, характеризующих динамику изменений суммарного электропотребления энергосистем, с целью построения расчетных моделей этого процесса без привлечения информации о факторах внутренней структуры потребления. Сопоставление такой однофакторной модели с фактическими реализациями этого процесса может пролить свет на целесообразность учета дополнительной информации как о внутренних (структурных), так и о внешних (например, метеорологических) факторах, с целью выяснения реальных возможностей дальнейшего уточнения заблаговременных расчетов суммарного электропотребления, предназначенных для текущего планирования режимов работы энергосистем.

Несмотря на существенные различия в структуре и уровне потребления энергосистем, реализация временными изменениями их месячного электропотребления присущи следующие общие свойства:

- постепенный рост уровня потребления;
- сезонная цикличность в изменениях потребления;
- наличие более или менее явно выраженной случайной составляющей.

Процессы, обладающие подобными свойствами, относят к классу так называемых сезонных временных рядов [Л. 2 и 4].

Задача анализа изменений месячного потребления электроэнергии энергосистем состоит в изучении и адекватном математическом описании рассмотренных свойств этого процесса с целью построения согласующихся с опытом моделей его

основных компонент. Их обобщение в однофакторной мультиплексиативной модели хода изменений электропотребления с целью расчетной оценки его реализаций является задачей синтеза. Заблаговременные расчеты месячного электропотребления обычно выполняются на предстоящий (и текущий) год, квартал, месяц, причем по мере сокращения расчетного интервала и приближения к нему требования точности и достоверности результатов заблаговременных расчетов повышаются. Поэтому в статье проводится сопоставление предложенной модели процесса с его фактическими реализациями и анализируются зависимости статистических показателей точности моделей от уровня электропотребления энергосистем.

Анализ динамики изменений месячного потребления электроэнергии энергосистем. Учет календарного состава месяцев как одно из средств повышения однородности исходной информации. Совершающиеся под влиянием причинно-обусловленных факторов постепенный рост уровня и сезонные колебания электропотребления энергосистем естественно отнести к систематической составляющей этого процесса. Отклонения от этой систематической траектории имеют неупорядоченный и, возможно, случайный характер. Интересно, однако, что они отчасти обусловливаются влиянием вполне закономерного обстоятельства, а именно различиями в календарном составе разных месяцев данного года и данного месяца по годам.

Приведение месячного электропотребления $W[I, J]$ (где I — номер года, начиная с некоторого I_0 , принятого за начало отсчета; J — номер месяца, начиная с января) к продолжительности месяцев с учетом отношения потребления понедельников, суббот, воскресений и праздников к потреблению рабочих дней дает значения среднемесячного потребления рабочего дня $w[I, J]$, реализации которого имеют более упорядоченный, более однородный характер при сохранении основных свойств процесса.

Выбор модели роста уровня электропотребления энергосистем. В качестве меры уровня электропотребления в I -м году можно принять для всех I среднегодовое значение потребления среднего рабочего дня

$$\bar{w}[I] = \frac{1}{12} \sum_{J=1}^{12} w[I, J]. \quad (1)$$

Одной из особенностей заблаговременной оценки ожидаемого электропотребления энергосистем на верхних уровнях иерархии управления их режимами (в ОДУ, ЦДУ ЕЭС) является необходимость решения этой задачи одновременно для нескольких энергосистем (районных или объединенных) с различным уровнем и структурой потребления, с различными характеристиками и интенсивностью развития, с разной степенью влияния внешних факторов. В связи с этим возникает необходимость в методике формализованного выбора модели роста электропотребления, наиболее подходящей для каждой конкретной энергосистемы.

В Приложении показано, что для целей расчета электропотребления со временем упреждения 1—2 года его рост в достаточно общем случае может быть представлен полиномом. Степень полинома может быть выбрана в конкретных случаях на основе анализа разностных соотношений [Л. 4]. Допустим, некоторый временной ряд точно описывается, например, линейной функцией. Тогда, очевидно, первые разности такого ряда постоянны, а вторые равны нулю. Аналогично, если точное описание ряда дает полином 2-й степени, вторые разности должны быть постоянны, а третии равны нулю и т. д.

В случае экспоненциального закона роста электропотребления (см. приложение) постоянны разности логарифмов исходного ряда. Следовательно, пригодность той или иной модели определяется стабильностью или равенством нулю соответствующих разностей исходного ряда (1). Степень постоянства соответствующих разностей может быть оценена по величине их вариации, т. е. отношения среднеквадратического отклонения к среднему значению за рассматриваемый интервал предыстории.

В исходной информации о месячном потреблении энергосистемы могут содержаться данные, заметно отличающиеся от значения, которого для данного месяца или года можно было бы ожидать, если судить по поведению остальных компонент ряда. Подобные скачки в информации могут быть обусловлены закономерными или случайными причинами (например переводом одной районной энергосистемы из одного энергообъединения в другое или ошибкой при записи исходных данных). Анализ разностей исходного временного ряда позволяет не только выбрать степень полинома, моделирующего рост электропотребления, но и учесть такие скачки в исходных данных путем автоматического (с помощью ЦВМ) подъема или опускания значений исходного ряда слева от скачка на величину скачка; при выявлении скачков используется предположение о нормальности распределения вероятности отклонений разностей соответствующей степени от их среднего значения.

Оценки параметров модели выбранного вида вычисляются с помощью ЦВМ методом наименьших квадратов [Л. 4], причем сумма квадратов отклонений фактических значений $\bar{w}[I]$ от модели $\hat{w}[I]$ минимизируется с учетом весовой функции $\omega[I]$, усиливающей роль более свежих исходных данных:

$$S = \sum_{I=1}^k (\bar{w}[I] - \hat{w}[I])^2 \omega[I] = \min. \quad (2)$$

Такая весовая функция применена в предположении, что в будущей траектории процесса в большей степени могут проявиться тенденции, возникающие в ближайшей стадии рассматриваемого интервала предыстории.

Модель сезонных колебаний электропотребления. Приведем каждое значение $w[I, J]$ исходного ряда к его среднегодовому значению (1):

$$v[I, J] = w[I, J] / \bar{w}[I]. \quad (3)$$

После такой нормировки компоненты ряда становятся еще более однородными, так как этим практически исключается составляющая роста по годам. При данном номере месяца J имеем:

$$\bar{v}[J] = \frac{1}{k} \sum_{I=1}^k v[I, J] \approx \text{const}. \quad (4)$$

Это свойство позволяет использовать средние значения $\bar{v}[J]$ в качестве показателей сезонного распределения годового потребления по месяцам года.

Синтез модели изменений месячного электропотребления энергосистем и исследование ее свойств. Модель систематической составляющей процесса представляет собой объединение моделей эволюционного роста и сезонных колебаний электропотребления:

$$\hat{W}[I, J] = T[I, J] \hat{w}[I] \bar{v}[J], \quad (5)$$

где $T[I, J]$ учитывает календарный состав данного месяца и отношение потребления характерных дней (понедельников, рабочих дней, суббот, воскресений и праздничных дней) к потреблению среднего рабочего дня.

Вероятностный анализ отклонений фактических реализаций месячного электропотребления от модельных. При однофакторном анализе отклонения электропотребления от модели, отображающей его систематические составляющие

$$\xi[I, J] = W[I, J] - \hat{W}[I, J], \quad (6)$$

будем рассматривать как случайные величины и анализировать их средствами теории вероятностей. На рис. 1 показаны оценки распределения вероятности и автокорреляционной функции остатков (6) модели. Проверки по критериям согласия показали, что распределение остатков может приниматься нормальным. Анализ остатков по месяцам года показывает,

5*

что в зимние месяцы они имеют повышенное значение; это отчасти объясняется более сильным в эти месяцы влиянием колебаний метеофакторов (в частности, температуры) на электропотребление. Среднеквадратическая величина остатков в среднем тем меньше, чем выше общий уровень электропотребления энергосистемы (рис. 2, кривая 1), что согласуется с результатами вероятностного анализа режимов электропотребления энергосистем [Л. 5 и 6].

Анализ некоторых свойств процесса изменения месячного электропотребления. Вычислим долю, которую потребление за J -й месяц ($I+1$)-го года составляет по отношению к потреблению за 12 предшествующих месяцев:

$$z[I, J] = w[I+1, J] \left| \sum_{J=J_0}^{J_0+12} w[I, J] \right|. \quad (7)$$

Имеет место следующее свойство преобразования (7) [Л. 7]:

$$z_0[J] = \frac{1}{k} \sum_{I=1}^k z[I, J] \approx \text{const}, \quad (8)$$

которое вполне объяснимо, если принять во внимание изложенные выше результаты анализа динамики изменения потребления. Вычислим отклонения текущих значений (7) от их средних (для каждого месяца):

$$\eta[I, J] = z[I, J] - z_0[J]. \quad (9)$$

Стабильность отношений (7) для данного месяца может быть охарактеризована величиной вариации, %:

$$\sigma_{\eta^*}[J] = (\sigma_{\eta}[J]/z_0[J]) 100, \quad (10)$$

где σ_{η} — среднеквадратическое значение отклонений (9).

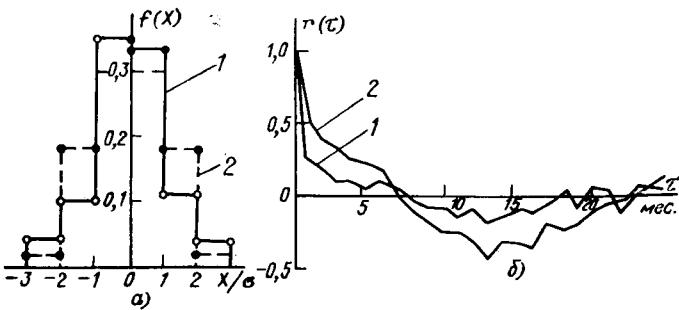


Рис. 1. Гистограмма распределения (a) и оценка автокорреляционной функции (б).
1 — остатков (6) модели; 2 — отклонений величин отношения (7) от своих средних (8).

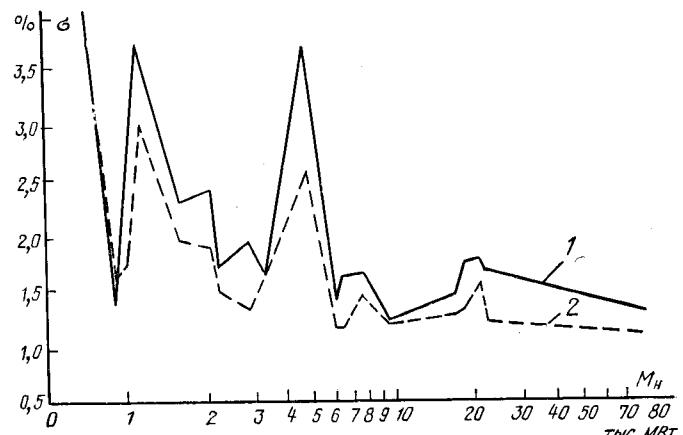


Рис. 2. Вариация остатков (6) модели (кривая 1) и отклонений коэффициентов (7) от своих средних (кривая 2) в зависимости от средней нагрузки системы.

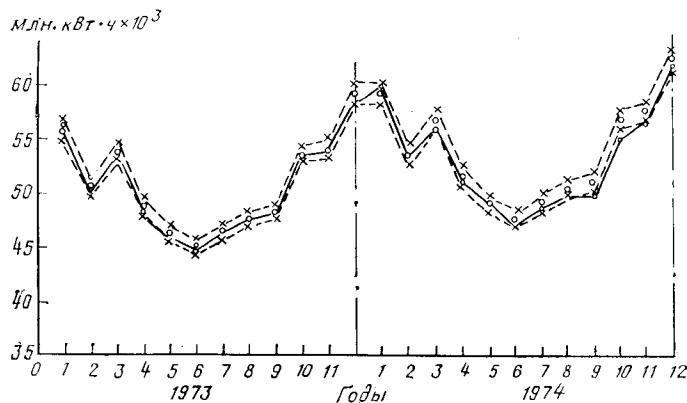


Рис. 3. Прогноз месячного электропотребления за 1973 и 1974 гг. для суммы ОЭС. Время упреждения 1 год.
○—○—факт; —×—×—95%-ные доверительные границы;
○○○—прогноз.

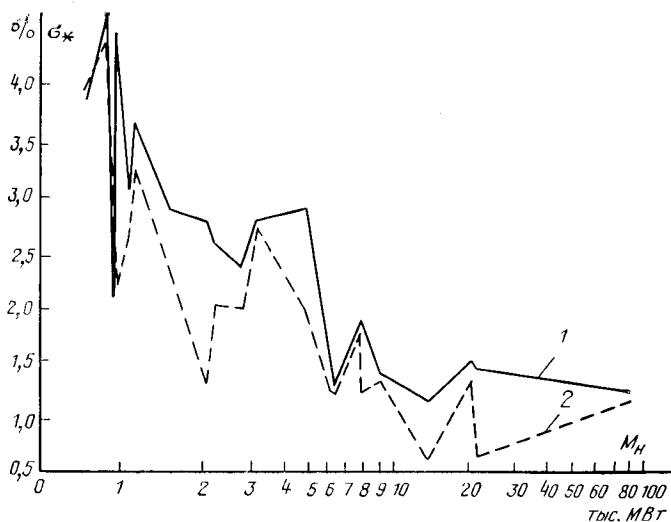


Рис. 4. Среднеквадратичная ошибка прогноза месячного электропотребления за 1974 г. в зависимости от средней нагрузки системы.

1 — прогноз с помощью модели (5), время упреждения 1 год; 2 — прогноз с помощью преобразования (7), время упреждения 1 месяц.

Кривая 2 рис. 2 показывает зависимость среднеквадратичной (по всем месяцам) величины вариаций (10) от среднегодовой (за последний год) нагрузки энергосистем. Распределение отклонений (9) тоже можно принимать нормальным (рис. 1, а). Коррелированность отклонений более выраженная (рис. 1, б) по сравнению с остатками синтезированной модели (6).

Наряду с указанным имеет место следующее свойство изменений месячного электропотребления энергосистем:

$$C_0[J] = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \frac{w[I, J+l]}{w[I, J]} \approx \text{const}, \quad (11)$$

где $h=1, 2, \dots$. Отклонение текущих значений $C[I, J]$ от их средних (11) характеризуется такими же вероятностными свойствами, но автокоррелированность их тем слабее, чем больше сдвиг h .

Применение модели процесса изменений месячного электропотребления для заблаговременной оценки его реализации. Расчеты значений месячного потребления электроэнергии энергосистем на предстоящий год обычно выполняются уже в начале текущего года; одновременно осуществляется коррекция расчетов на текущий год, выполненных в предшествующем году. Результаты этих расчетов целесообразно представить в интервальном виде, т. е. для каждого месяца соответствующего года необходимо вычислить не только ожидаемое значение электропотребления,

но и ширину интервала в его окрестности, в пределах которого согласно предположению может оказаться фактическое потребление с оцениваемой наперед вероятностью.

Ожидаемое значение потребления J -го месяца ($J+1$)-го года может быть вычислено с помощью выражения (5):

$$\hat{W}[I+1, J] = T[I+1, J] \hat{w}[I+1] \bar{v}[J], \quad J = 1, \dots, 12. \quad (12)$$

Отклонение расчетного значения от фактического характеризуется величиной относительной ошибки:

$$\delta[I, J] = \frac{W[I, J] - \hat{W}[I, J]}{W[I, J]} 100\%. \quad (13)$$

Ошибки представляют собой, вообще говоря, случайные величины, поэтому точность и достоверность заблаговременных расчетов потребления целесообразно характеризовать средней и среднеквадратичной (за год) величинами:

$$\bar{\delta} = \frac{1}{12} \sum_{J=1}^{12} \delta[I, J]; \quad (14)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{11} \sum_{J=1}^{12} (\delta[I, J] - \bar{\delta})^2}. \quad (15)$$

Из (13)–(15) видно, что величины и среднеквадратичные характеристики ошибок определяются вероятностными характеристиками остатков (6) модели процесса. Считая распределение случайной составляющей процесса нормальным, можно построить интервал, в котором по предположению с некоторой наперед заданной доверительной вероятностью должно оказаться фактическое значение потребления:

$$\hat{W}[I, J](1 - \epsilon_{\beta}) \leq W[I, J] \leq \hat{W}[I, J](1 + \epsilon_{\beta}), \quad (16)$$

где β — доверительная вероятность. Например, нормально распределенные независимые случайные величины с вероятностью 0,95 находятся в интервале $\pm 2\sigma$.

Интервальный прогноз предназначен для заблаговременной оценки возможных отклонений от ожидаемой величины потребления в предположении случайности их появления. Вопрос о рациональном уровне доверительной вероятности следует решать на основании опыта применения интервальных оценок электропотребления.

На рис. 3 показаны фактические значения месячного электропотребления, расчетные (с упреждением в один год) и границы 95%-ного интервала на примере суммы шести ОЭС европейской части СССР за 1973 и 1974 гг. Полезно обратить внимание на следующее обстоятельство: из 24 случаев фактическое потребление выходит за пределы расчетного интервала в четырех, причем три из них подряд приходятся на осенние месяцы 1974 г. Напомним, что осень 1974 г. на территории европейской части СССР была очень теплой (возможно, аномально теплой). Это закономерно способствовало понижению фактического потребления; расчетные величины оказались завышенными. Следовательно, подобные отклонения нельзя называть случайными.

Отмеченный факт свидетельствует о необходимости уточнения расчетных моделей путем учета влияния внешних факторов, в первую очередь, метеорологических, чему должен предшествовать корректный анализ этого влияния.

Рис. 4. (кривая 1) представляет зависимость среднеквадратичного отклонения расчетных значений месячного потребления от фактических за 1974 г. от уровня электропотребления энергосистем.

Расчет месячного электропотребления на предстоящий и текущий месяц может быть выполнен с использованием описанных свойств процесса изменений электропотребления. Например, зная фактическое потребление за последние 12 месяцев и коэффициент $z_0[J]$ (8) для данного номера месяца J , можно оценить значение месячного потребления, ожидаемое в текущем месяце:

$$W[I, J] = z_0[J] \sum_{J=J_0}^{J+12} W[I, J]. \quad (17)$$

Свойство (11) при $h=2$ дает возможность определить потребление на предстоящий месяц. Интервальную оценку по-

требления на предстоящий и текущий месяцы получим аналогично (15), используя вероятностные характеристики отклонений (9).

На рис. 4 (кривая 2) показаны среднеквадратичные ошибки расчета месячного электропотребления с упреждением один месяц за 1974 г. в зависимости от средней нагрузки энергосистем.

Точность оценки ожидаемого месячного электропотребления с упреждением в один месяц оказывается в среднем выше, чем точность расчетов с упреждением в один год; с увеличением уровня потребления энергосистем точность заблаговременных расчетов в среднем увеличивается (см. рис. 4).

Предполагается продолжить исследования в направлении выяснения целесообразности учета при расчетах электропотребления информации о внутренних факторах (структура потребления) и анализа влияния внешних (в частности, метеорологических) факторов на процесс изменения электропотребления и уточнения расчетных моделей путем учета подобных факторов.

Приложение. Пусть заданы значения электропотребления приемников энергосистемы за последовательные интервалы времени равной продолжительности T заданного календарного состава. Поделив эти величины на T , получим ряд значений суммарной нагрузки электроприемников, средней за каждый I -й интервал $\bar{P}[I]$. Общее число элементарных электроприемников в энергосистеме всегда конечно и равно $N[I]$. Среди них всегда можно выбрать такой, нагрузка P_k которого наибольшая среди всех приемников системы. Если при этом $P_k \ll \bar{P}_\Sigma$, то мощности всех электроприемников можно считать равномерно малыми, что позволяет принять их одинаковыми и равными P_0 . Тогда среднее значение суммарной нагрузки потребителей в I -м интервале равно:

$$\bar{P}_\Sigma[I] = \bar{N}[I] P_0. \quad (\text{П-1})$$

Тем самым рассмотрение роста числа приемников эквивалентно рассмотрению эволюции электропотребления системы. Представляя целое число $N[I]$ как непрерывную функцию, можно рассмотреть его производную по времени dN/dI .

Для математического описания механизма эволюции числа электроприемников может быть предложен ряд мыслимых моделей [Л. 8]. Пусть B и D — соответственно, доля приемников, подсоединяемых к сети энергосистемы и отключаемых от нее (например, в связи с прекращением деятельности некоторых предприятий) в I -м году. Предположим, что B и D не зависят от общего числа приемников системы N , а интенсивность роста числа приемников пропорциональна их разности:

$$\frac{dN(I)}{dI} = (B - D). \quad (\text{П-2})$$

Этому отвечает линейный рост (при $B > D$) числа электроприемников системы:

$$N(I) = N(I_0) + (B - D)(I - I_0). \quad (\text{П-3})$$

Если интенсивность роста числа приемников в момент I пропорциональна их числу в этот момент

$$\frac{dN(I)}{dI} = (B - D)N(I), \quad (\text{П-4})$$

имеет место экспоненциальное увеличение числа приемников системы

$$N(I) = N(I_0) e^{(B-D)(I-I_0)}. \quad (\text{П-5})$$

Такой закон роста числа электроприемников наблюдается в энергосистемах, где отсутствуют любые ограничения на развитие электропотребления, если рассматривать достаточно продолжительные отрезки времени (от 10 до 20 и более лет) [Л. 7]. Как известно, экспонента представима степенным рядом

$$N(I) = N(I_0) \left[1 + \frac{a(I - I_0)}{1!} + \frac{a^2(I - I_0)^2}{2!} + \dots + \right. \\ \left. + \frac{a^n(I - I_0)^n}{n!} + \dots \right], \quad (\text{П-6})$$

где $a = B - D$. Это является одной из причин частого применения полиномов для представления роста электропотребления.

Выше предполагалось, что разность $B - D$ не зависит от N ; если же она зависит от N , в простейшем случае это может быть линейная зависимость

$$B - D = R + cN. \quad (\text{П-7})$$

Подставляя (П-7) в (П-2), вновь получим экспоненциальный закон:

$$N(I) = [N(I_0) + R/c] e^{c(I - I_0)} - R/c, \quad (\text{П-8})$$

а подстановка в (П-4) дает так называемый логистический закон роста:

$$N(I) = \frac{R/c}{1 + L e^{-R(I - I_0)}}, \quad (\text{П-9})$$

где $L = R/cN(I_0) - 1$.

Логистическая кривая имеет s -образный вид; при $I \rightarrow \infty$ $N(I) \rightarrow R/c$, т. е. такой закон может обуславливать рост электропотребления лишь до некоторого предела, определяемого соотношением между числом подсоединяемых и отключаемых приемников.

Во всех рассмотренных случаях предполагалось, что имеются технические условия для подсоединения новых и обеспечения всех, в том числе и вновь подключаемых приемников, электроэнергией.

Вопрос о целесообразности применения той или иной модели для расчетов электропотребления в начале текущего года на предстоящий год, т. е. на интервал упреждения до двух лет, может быть решен на основе следующих соображений. В большинстве развитых стран электропотребление удваиваетсяся примерно за 10 лет, чему при экспоненциальной модели роста (П-5) соответствует значение показателя интенсивности роста $a = B - D = 0,07$. Примем $a = 0,1$, что соответствует удвоению потребления за 7 лет, и оценим, какова может быть ошибка при прогнозе электропотребления на время $I=1$ и 2 годам при использовании линейной модели, в то время как на самом деле электропотребление развивается по экспоненциальному закону, наиболее интенсивному. При прогнозе на 1 год ошибка составит 0,47%, а на 2 года — 1,75%. Это объясняет почему практически при любом виде естественного роста электропотребления для решения задач прогноза его на 1—2 года может успешно применяться полином 1 или 2-й степени; это подтверждается опытом многочисленных расчетов на материале большого числа районных энергосистем и практических всех энергообъединений ЕЭС СССР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Гуревич Б. А. Методические вопросы перспективных режимов нагрузки энергосистем. — «Общая энергетика», вып. 1. Изд. АН СССР, 1959.
- Бокс Дж., Дженкис Г. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. М., «Мир», 1974.
- Гупта Р. С. A Stochastic Approach to Peak Power Demand Forecasting in Electric Utility Systems. — «IEEE Trans. PAS», 1971, vol. 90, p. 824.
- Химмельбаум Д. Анализ процессов статистическими методами. М., «Мир», 1973.
- Гуревич Б. А., Понкратов Б. К. Статистико-вероятностные методы в вопросах анализа и расчета перспективных режимов нагрузки энергосистем. — В кн.: Применение вероятностных и статистических методов в энергетике. Гостехиздат УССР, 1963.
- Тимченко В. Ф. О тенденциях изменения случайных колебаний нагрузки энергосистем и их объединений. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1969, № 1.
- Тимченко В. Ф. Колебания нагрузки и обменной мощности энергосистем. М., «Энергия», 1975.
- Моран П. Статистические вопросы эволюционной теории. М., «Наука», 1973.

[6.2.1977]



Определение мест повреждения длинных линий с ответвлениями

Кандидаты техн. наук АЙЗЕНФЕЛЬД А. И., ШАЛЫТ Г. М.

Москва

В последнее время в энергосистемах появились ответвления от длинных (200 км и более) линий электропередачи напряжением 330—500 кВ. Определение мест повреждения (ОМП) по параметрам аварийного режима на таких линиях известными методами [Л. 1 и 2], не учитывающими распределенный характер постоянных параметров участков ВЛ между ответвлениями, приводит к чрезмерным погрешностям.

В статье предлагается методика и приводятся необходимые соотношения для ОМП длинных линий с ответвлениями.

Рассмотрим участки симметричной p -проводной линии, разделенные симметричными ответвлениями. При использовании симметричных систем координат, в частности симметричных составляющих, можно рассматривать при ОМП схемы замещения нулевой и прямой (обратной) последовательностей отдельно. На основе измерений симметричных составляющих токов и напряжений в аварийном режиме можно вычислить расстояние до места короткого замыкания.

Основные методические вопросы могут быть рассмотрены на примере одиночной линии с произвольным числом q участков. Схема замещения нулевой последовательности для такой линии в виде каскадного соединения нескольких элементарных четырехполюсников показана на рис. 1. Один вид четырехполюсника соответствует участкам ВЛ с распределенными параметрами (L_1, L_2, \dots, L_q), другой — ответвлению ($\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dots, \dot{z}_{q-1}$), где установлены трансформаторы (автотрансформаторы). Тогда для части схемы замещения слева и справа от места повреждения пассивные параметры будут определяться как произведение пассивных параметров элементарных четырехполюсников. Как известно [Л. 3], матрица $[\dot{A}]$ участка L_i длинной линии имеет вид

$$[\dot{A}_{L_i}] = \begin{bmatrix} \dot{A}_{11} & \dot{A}_{12} \\ \dot{A}_{21} & \dot{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i & \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i \\ \frac{1}{\dot{z}_B} \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i & \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где \dot{z}_B — волновое сопротивление; $\dot{\gamma}$ — коэффициент распространения.

Матрица $[\dot{A}]$ четырехполюсника, соответствующего ответвлению, равна:

$$[\dot{A}_0] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\dot{z}_0} & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где \dot{z}_0 — сопротивление ответвления, примыкающего к участку ВЛ, Ом.

Рассмотрим короткое замыкание на землю на участке L_i указанной линии и представим ее схему замещения нулевой последовательности в виде двух групп пассивных четырехполюсников (рис. 2). Первая группа расположена слева от точки короткого замыкания k , другая — справа от этой точки.

В каждой группе четырехполюсники P' и P'' эквивалентны частям ВЛ, расположенной до поврежденного участка. Четырехполюсники P_{li} и P_{Li-Li} соответствуют частям поврежденного участка L_i слева и справа от точки короткого замыкания.

Для поврежденного участка с учетом равенств токов $I_{2li} = I'_1$ и $I_2(L_i - l_i) = I''_1$ справедливы соотношения применительно к пассивным четырехполюсникам P_{li} и P_{Li-Li} :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_k &= \operatorname{ch} \dot{\gamma} l_i \dot{U}'_1 + \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} l_i I'_1; \\ \dot{U}_k &= \operatorname{ch} \dot{\gamma} (L_i - l_i) \dot{U}''_1 + \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} (L_i - l_i) I''_1. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

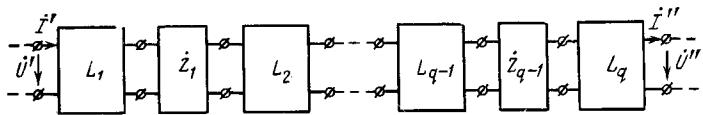


Рис. 1. Схема замещения длинной линии с ответвлениями.

Решая совместно уравнения (3) и исключая неизвестную величину \dot{U}_k , получаем:

$$I_i = \frac{1}{\dot{\gamma}} \operatorname{Arth} \frac{\dot{U}''_1 \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i - \dot{U}'_1 + I''_1 \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i}{\dot{U}''_1 \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i + I'_1 \dot{z}_B + I''_1 \dot{z}_B \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i}. \quad (4)$$

Выразив входные величины токов и напряжений пассивных четырехполюсников P' и P'' через измеряемые с помощью фиксирующих приборов выходные величины на основе известных [Л. 3] соотношений $2(p+1)$ -полюсников, из выражения (4) получаем расчетную формулу для определения места повреждения на участке (индексы 2 для упрощения опускаем):

$$\begin{aligned} I_i = \frac{1}{\dot{\gamma}} \operatorname{Arth} & \frac{(\dot{A}''_{11} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}'_{21} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) \dot{U}'' +}{(\dot{A}''_{11} \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}'_{21} \dot{z}_B \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i) \dot{U}'' +} \\ & + (\dot{A}''_{12} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}''_{22} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) I'' - \dot{A}'_{11} \dot{U}' - \dot{A}'_{12} \dot{z}_B I' + \\ & + (\dot{A}''_{12} \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}''_{22} \dot{z}_B \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i) I'' + \dot{A}'_{21} \dot{U}' + \dot{A}'_{22} \dot{z}_B I', \end{aligned} \quad (5)$$

где \dot{A}' и \dot{A}'' — пассивные параметры четырехполюсников соответственно P' и P'' .

Для нахождения поврежденного участка можно воспользоваться способом сравнения расчетных напряжений. Соответствующие выражения получаются на основании формулы (5) для случаев повреждения на концах участка:

$$\left. \begin{aligned} I_i = 0; \dot{U}'_{p,ni} &= \dot{A}'_{11} \dot{U}' + \dot{A}'_{12} I' = \dot{U}''_{p,ni} = \\ &= (\dot{A}''_{11} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}'_{21} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) \dot{U}'' + (\dot{A}''_{12} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \\ &+ \dot{A}''_{22} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) I''; I_i = L_i; \dot{U}''_{p,ki} = \dot{A}''_{11} \dot{U}'' + \\ &+ \dot{A}''_{12} I'' = \dot{U}'_{p,ki} = (\dot{A}'_{11} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \\ &+ \dot{A}'_{21} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) \dot{U}' + (\dot{A}'_{12} \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i + \dot{A}'_{22} \dot{z}_B \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i) I'. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Место повреждения находится на том участке, где по его концам выполняются известные из [Л. 2] условия:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{p,ni} &< \dot{U}''_{p,ni} \\ \dot{U}'_{p,ki} &> \dot{U}''_{p,ki} \end{aligned} \right\}$$

с учетом выражений (6).

Во многих случаях достаточную точность дает пренебрежение активными потерями в линиях, так как ВЛ 330—500 кВ имеют большие сечения. Для линий без потерь гиперболические функции имеют вид:

$$\begin{aligned} \operatorname{sh} \dot{\gamma} L_i &= \sin j \dot{\gamma} L_i = j \sin \dot{\gamma} L_i; \\ \operatorname{ch} \dot{\gamma} L_i &= \cos j \dot{\gamma} L_i = \cos \dot{\gamma} L_i; \\ \operatorname{th} \dot{\gamma} L_i &= \operatorname{tg} j \dot{\gamma} L_i = j \operatorname{tg} \dot{\gamma} L_i. \end{aligned}$$

Из выражений (5) и (6) получаем:

$$\begin{aligned} I_i = \frac{1}{\dot{\gamma}} \operatorname{arctg} & \frac{(\dot{A}''_{11} \cos \dot{\gamma} L_i + j \dot{A}''_{21} \dot{z}_B \sin \dot{\gamma} L_i) \dot{U}'' +}{j (j \dot{A}''_{11} \sin \dot{\gamma} L_i + \dot{A}''_{21} \dot{z}_B \cos \dot{\gamma} L_i) \dot{U}'' -} \\ & + j (\dot{A}''_{12} \cos \dot{\gamma} L_i + j \dot{A}''_{22} \dot{z}_B \sin \dot{\gamma} L_i) I'' - \dot{A}'_{11} \dot{U}' - j \dot{A}'_{12} \dot{z}_B I' - \\ & - (j \dot{A}''_{12} \sin \dot{\gamma} L_i + \dot{A}''_{22} \dot{z}_B \cos \dot{\gamma} L_i) I'' + j \dot{A}'_{21} \dot{U}' - \dot{A}'_{22} \dot{z}_B I'; \end{aligned} \quad (7)$$

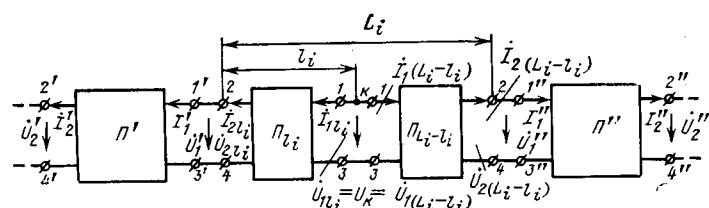


Рис. 2. Схема замещения длинной линии с несколькими ответвлениями и коротким замыканием на участке L_i .

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 0; U'_{\text{p}, \text{hi}} = A'_{11}U' + A'_{12}I' = U''_{\text{p}, \text{hi}} = \\ &= (A'_{11}, \cos \gamma L_i + j A'_{21} z_B \sin \gamma L_i) U'' + \\ &+ j (A'_{12} \cos \gamma L_i + j A'_{22} z_B \sin \gamma L_i) I''; \\ l_1 &= L_1; U''_{\text{p}, \text{ki}} = A''_{11}U'' + A''_{12}I'' = \\ &= U'_{\text{p}, \text{ki}} = (A'_{11}, \cos \gamma L_i + j A'_{21} z_B \sin \gamma L_i) U' + \\ &+ j (A'_{12} \cos \gamma L_i + j A'_{22} z_B \sin \gamma L_i) I'. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8) значения пассивных параметров A должны быть также получены с учетом замены гиперболических функций тригонометрическими.

Допустимость замены гиперболических функций тригонометрическими с учетом влияния активного сопротивления в схеме пульевой последовательности определяется соотношениями, приведенными в [Л. 1].

В качестве иллюстрации найдем расчетные выражения для ОМП длинной линии с одним ответвлением, эквивалентная схема которой в виде пассивных четырехполюсников показана на рис. 3, а.

При повреждении на участке L_1 пассивные параметры четырехполюсников слева и справа от места короткого замыкания соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} [A'] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \\ [A''] &= [A_v] [A_{L2}] = \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma L_2 & z_B \operatorname{sh} \gamma L_2 \\ \frac{z_1 \operatorname{sh} \gamma L_2 + z_B \operatorname{ch} \gamma L_2}{z_1 z_B} & \frac{z_B \operatorname{sh} \gamma L_2 + z_1 \operatorname{ch} \gamma L_2}{z_1} \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

а при пренебрежении активными потерями

$$[A''] = \begin{bmatrix} \cos \gamma L_2 & j z_B \sin \gamma L_2 \\ \frac{x_1 \sin \gamma L_2 + z_B \cos \gamma L_2}{j x_1 z_B} & \frac{z_B \sin \gamma L_2 + x_1 \cos \gamma L_2}{x_1} \end{bmatrix}.$$

При повреждении на участке L_2 по аналогии с предыдущим случаем получаем:

$$\left. \begin{aligned} [A'] &= [A_v] [A_{L1}] = \\ &= \begin{bmatrix} \cos \gamma L_1 & j z_B \sin \gamma L_1 \\ \frac{x_1 \sin \gamma L_1 + z_B \cos \gamma L_1}{j x_1 z_B} & \frac{z_B \sin \gamma L_1 + x_1 \cos \gamma L_1}{x_1} \end{bmatrix}; \\ [A''] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Подставив поочередно выражения (9) и (10) в формулу (7), получим формулы для определения расстояния до мест повреждения на обоих участках:

$$\begin{aligned} l_1 &= \frac{1}{\gamma} \arctg \frac{\left[\cos \gamma L_1 \cos \gamma L_2 - \frac{(x_1 \sin \gamma L_2 - z_B \cos \gamma L_2) \sin \gamma L_1}{x_1} \right] U'' -}{\left[z_B \sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2 - \frac{(z_B \sin \gamma L_2 - x_1 \cos \gamma L_2) z_B \cos \gamma L_1}{x_1} \right] I'' -} \\ &\rightarrow -U' - \left[z_B \sin \gamma L_2 \cos \gamma L_1 - \frac{(z_B \sin \gamma L_2 - x_1 \cos \gamma L_2) z_B \sin \gamma L_1}{x_1} \right] I'' \\ &\rightarrow -z_B I' - \left[\sin \gamma L_1 \cos \gamma L_2 - \frac{(x_1 \sin \gamma L_2 + z_B \cos \gamma L_2) \cos \gamma L_1}{x_1} \right] U''. \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} l_2 &= \frac{1}{\gamma} \arctg \frac{\cos \gamma L_1 U' - \cos \gamma L_2 U'' +}{(x_1 \sin \gamma L_1 - z_B \cos \gamma L_1) U' + \sin \gamma L_2 U'' +} \\ &\rightarrow +z_B \sin \gamma L_1 I' - z_B \sin \gamma L_2 I'' \\ &\rightarrow +\frac{(z_B \sin \gamma L_1 - z_B x_1 \cos \gamma L_1) I'}{x_1} + z_B \cos \gamma L_2 I''. \end{aligned} \quad (12)$$

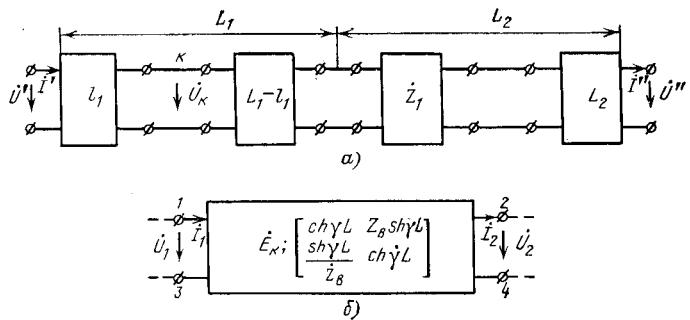


Рис. 3. Короткое замыкание на участке L_1 длинной линии с одним ответвлением.

а — эквивалентная схема замещения в виде двух групп пассивных четырехполюсников; б — эквивалентная схема замещения в виде одного активного четырехполюсника.

Используя выражения (8)–(10), получим расчетные формулы для нахождения поврежденного участка, которые приведены в таблице. Эти же выражения могут быть получены также из выражений (11) и (12) при значениях соответственно $l_1 = 0$, $l_1 = L_1$ и $l_2 = 0$, $l_2 = L_2$.

Место короткого замыкания одиночной длинной линии с ответвлениями может быть также определено, если ее схему замещения представить в виде активного четырехполюсника [Л. 1]. В этом случае его пассивные параметры с учетом выражений (1) и (2) находятся для каскадного соединения элементарных четырехполюсников (рис. 1). Тогда получаем:

$$\begin{aligned} [\dot{A}] &= \begin{bmatrix} \dot{A}_{11} & \dot{A}_{12} \\ \dot{A}_{21} & \dot{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{A} & \dot{B} \\ \dot{C} & \dot{D} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma L_1 & z_B \operatorname{sh} \gamma L_1 \\ \frac{1}{z_B} \operatorname{sh} \gamma L_1 & \operatorname{ch} \gamma L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{z_1} & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma L_{q-1} & z_B \operatorname{sh} \gamma L_{q-1} \\ \frac{1}{z_B} \operatorname{sh} \gamma L_{q-1} & \operatorname{ch} \gamma L_{q-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{z_{q-1}} & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma L_q & z_B \operatorname{sh} \gamma L_q \\ \frac{1}{z_B} \operatorname{sh} \gamma L_q & \operatorname{ch} \gamma L_q \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

Определим пассивные параметры активного четырехполюсника применительно к линии с одним ответвлением.

На рис. 3, б представлена схема активного четырехполюсника с задающим напряжением \dot{E}_K в месте короткого замыкания и пассивными параметрами, эквивалентная схема которого изображена на рис. 2.

С учетом выражений (1) и (10) получаем:

$$\left[\begin{array}{cc} \dot{A} & \dot{B} \\ \dot{C} & \dot{D} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} \operatorname{ch} \gamma L_1 & z_B \operatorname{sh} \gamma L_1 \\ \dot{z}_1 \operatorname{sh} \gamma L_1 + \dot{z}_B \operatorname{ch} \gamma L_1 & \dot{z}_B \operatorname{sh} \gamma L_1 + \dot{z}_1 \operatorname{ch} \gamma L_1 \\ \hline z_B & z_1 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \operatorname{ch} \gamma L_2 z_B \operatorname{sh} \gamma L_2 \\ \frac{1}{z_1} \operatorname{sh} \gamma L_2 \operatorname{ch} \gamma L_2 \end{array} \right] \quad \left. \right\} \quad (14)$$

$$\left[\begin{array}{cc} A & B \\ C & D \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} \sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2 + \cos \gamma L_1 \cos \gamma L_2 & j z_B (\sin \gamma L_1 \cos \gamma L_2 + \cos \gamma L_1 \sin \gamma L_2) \\ x_1 (\sin \gamma L_1 \cos \gamma L_2 + \cos \gamma L_1 \sin \gamma L_2) + \\ - + z_B (\sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2 - \cos \gamma L_1 \cos \gamma L_2) & x_1 (\cos \gamma L_1 \cos \gamma L_2 - \sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2) + \\ j x_1 & + z_B (\sin \gamma L_1 \cos \gamma L_2 + \cos \gamma L_1 \sin \gamma L_2) \\ \hline & x_1 \end{array} \right] \quad \left. \right\}$$

Расчетные напряжения	Поврежденный участок ($U'_{p,ni} < U''_{p,ni}$ и $U'_{p,ki} > U''_{p,ki}$)	
	L_1	L_2
$U'_{p,ni}$	U'	$\cos \gamma L_1 U' - z_B \sin \gamma L_1 I'$
$U''_{p,ni}$	$\left[\cos (\gamma L_1 + \gamma L_2) + \frac{z_B}{x_1} \sin \gamma L_1 \cos \gamma L_2 \right] U'' -$ $- \left[z_B \sin (\gamma L_1 + \gamma L_2) + \frac{z_B^2}{x_1} \sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2 \right] I''$	$\cos \gamma L_2 U'' - z_B \sin \gamma L_2 I''$
$U'_{p,ki}$	$\cos \gamma L_1 U' - z_B \sin \gamma L_1 I'$	$\left[\cos (\gamma L_1 + \gamma L_2) + \frac{z_B}{x_1} \cos \gamma L_1 \sin \gamma L_2 \right] U' -$ $- \left[z_B \sin (\gamma L_1 + \gamma L_2) + \frac{z_B^2}{x_1} \sin \gamma L_1 \sin \gamma L_2 \right] I'$
$U''_{p,ki}$	$\cos \gamma L_2 U'' - z_B \sin \gamma L_2 I''$	U''

Подставив значения пассивных параметров A , B , C и D из матрицы (14) в известные [Л. 1] уравнения для коротких линий, получим соответствующие выражения для определения расстояния до мест короткого замыкания длиной ВЛ с ответвлениями. Найденные по данным измерений значения K_e и K_j сравниваются с предварительно рассчитанными значениями этих величин для точек линии, равномерно распределенных вдоль ВЛ.

По сравнению с короткими линиями вычисление величин задающих напряжений и токов (автономных параметров e и j) и соответствующих им K_e и K_j длинных линий требует применения методов расчета, учитывающих распределенный характер пассивных параметров. Здесь целесообразно применение ЦВМ.

При отсутствии вычислительных машин предпочтительное применение метода активного четырехполюсника, так как в этом случае основная часть расчетов выполняется предварительно. Вычисление самого искомого расстояния производится по простым выражениям.

Если на подстанциях ответвлений установлены фиксирующие приборы (амперметры и вольтметры), ОМП длинных линий упрощается, так как для нахождения поврежденного участка не требуется проведение расчетов. Этот участок определяется сравнением измеренных с помощью вольтметров напряжений на подстанциях. Само расстояние до места повреждения вычисляется на основании выражения (7).

Упрощение расчета возможно также при пренебрежении ответвлением. Допустимость неучета тока ответвлений и возникающие при этом погрешности изложены в [Л. 4].

Иногда с целью ускорения вычислений при ОМП длинных линий используются расчетные выражения для ВЛ с сосредоточенными параметрами. При этом возникает погрешность, которая в ряде случаев не превышает 5% длины ВЛ. В этом

случае бригада для осмотра ВЛ направляется по данным такого расчета, а затем по телефону или радио передаются сведения, полученные в результате уточненных вычислений с учетом наличия распределенных параметров.

Длина участка линии до ответвления, на котором требуется учет распределенного характера постоянных, ориентировочно может определяться на основе рекомендаций [Л. 1] для ВЛ без ответвлений.

В соответствии с [Л. 1] учет реактивной (емкостной) проводимости ВЛ рекомендуется при длине линии более 100 км.

Точные рекомендации по учету реактивной проводимости на длинных линиях с ответвлениями могут быть даны после накопления опыта эксплуатации и расчетов на ЦВМ по изложенной в статье методике.

Определение мест повреждения на двух и более параллельных линиях большой протяженности с ответвлениями производится на основе известных [Л. 1] матричных выражений с учетом распределенного характера параметров ВЛ на базе приведенных соотношений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малый А. С., Шалыт Г. М., Айзенфельд А. И. Определение мест повреждения линий электропередачи по параметрам аварийного режима. М., «Энергия», 1972. 215 с.
2. Айзенфельд А. И., Шалыт Г. М. Определение места короткого замыкания в системе линий электропередачи с ответвлениями. — «Электричество», 1971, № 11, с. 20–25.
3. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. М., Изд. АН СССР, 1951. 335 с.
4. Айзенфельд А. И., Шалыт Г. М. Влияние параметров линий с ответвлениями на упрощение определения места повреждения. — «Электрические станции», 1972, № 2, с. 38–41.

[11.11.1976]



Использование методов целочисленного программирования для отыскания оптимальной нумерации узлов при расчетах установившихся режимов электрических систем

МОРОШКИН Ю. В.

Москва

Эффективность использования метода исключения Гаусса при расчетах на ЦВМ установившихся режимов электрических систем, содержащих достаточно большое количество узлов, существенным образом определяется способом нумерации узлов схемы замещения. В случае удачной нумерации не происходит значительного увеличения количества ненулевых элементов в матрице коэффициентов при неизвестных.

В качестве приема нумерации в [Л. 1] предложено узлы схемы разбивать на два непересекающихся множества P и Q таким образом, что после исключения из схемы узлов множества Q со всеми инцидентными им ветвями получается схема дерева. Тогда при соответствующей нумерации узлов схемы матрица проводимостей \hat{Y} принимает вид:

$$\hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{Y}_{11} & \hat{Y}_{12} \\ \hat{Y}_{21} & \hat{Y}_{22} \end{bmatrix},$$

где подматрица \hat{Y}_{11} соответствует узлам множества P .

Использование метода исключения Гаусса не приводит к появлению дополнительных ненулевых элементов в \hat{Y}_{11} . Задача, следовательно, состоит в том, чтобы ко множеству P отнести возможно большее количество узлов.

Согласно другому способу [Л. 2 и 3] узлы схемы нумеруются таким образом, чтобы матрица \hat{Y}_{11} оказалась треугольной и возможно большего порядка.

Наивысшие порядки матрицы \hat{Y}_{11} , которые могут быть достигнуты в результате перенумерации узлов схемы каждым из упомянутых способов, будем называть оптимальными. Вообще говоря, оптимальные порядки этих способов не совпадают между собою, как это будет видно на примере. Нумерация узлов схемы, полученная в результате использования алгоритмов [Л. 1—3] может отличаться от оптимальной. Известно также [Л. 1], что оптимальный порядок может реализовываться при нескольких вариантах нумерации узлов.

В статье показано, что при отыскании оптимальной нумерации узлов в случае задачи [Л. 1] удается существенным образом сократить число рассматриваемых вариантов разбиения узлов на множества P и Q , если специальным образом формализовать эту задачу, а затем воспользоваться методами линейного и дискретного программирования.

Рассмотрим граф, распадающийся на r связанных изолированных подграфа. Общее число ветвей такого графа обозначим через m , а общее число узлов через n .

Очевидно, что

$$m \geq n - p, \quad (1)$$

и знак равенства имеет место лишь в том случае, когда рассматриваемый граф является объединением деревьев и изолированных узлов.

Пусть q_i обозначает число узлов графа, каждому из которых инцидентно i ветвей. Нетрудно видеть, что $\sum_{i \in R} iq_i = 2m$, где

R обозначает множество значений числа i для рассматриваемого графа.

Если из графа удалить по x_i узлов с числом инцидентий i вместе с инцидентными им ветвями, то число остающихся ветвей станет равным:

$$m - \sum_{i \in R} ix_i + q, \quad (2)$$

где $0 \leq x_i \leq q_i$; $i \in R$; q — число удаленных ветвей, каждая из которых инцидента двум удаленным узлам, $q \geq 0$. Число остающихся узлов станет равным:

$$n - \sum_{i \in R} x_i. \quad (3)$$

При удалении части узлов с инцидентными им ветвями число изолированных подграфов, из которых состоит график,

тоже изменяется и равно $p + \Delta p$, причем Δp целое и $p + \Delta p \geq 0$. (4)

Неравенство (4) позволяет определять знак Δp . Так, например, в случае $p=1$ и хотя бы одном $x_i \neq q_i$ из (4) следует, что $\Delta p \geq 0$.

После удаления группы узлов и инцидентных им ветвей для остающейся части графа неравенство (1) в силу (2) и (3) принимает вид:

$$m - \sum_{i \in R} ix_i + q \geq n - \sum_{i \in R} x_i - p - \Delta p,$$

что равносильно

$$q + \Delta p \geq \sum_{i \in R} (i - 1)x_i - (m - n + p). \quad (5)$$

Левая часть неравенства (5) является положительным целым числом при $p=1$, $x_i \neq q_i$. Знак равенства в (5) имеет место лишь в том случае, когда остающаяся часть графа является объединением изолированных деревьев и узлов.

Используем полученные соотношения для отыскания оптимального порядка при нумерации узлов схемы электрической системы по способу [Л. 1]. С этой целью рассмотрим задачу отыскания минимума функции

$$z = \sum_{i \in R} x_i \quad (6)$$

при целочисленных значениях x_i и условиях:

$$\left. \begin{array}{l} \sum_{i \in R} (i - 1)x_i - (m - n + p) - \psi = 0; \\ q_i \geq x_i \geq 0 \quad (i \in R); \\ \psi \geq 0. \end{array} \right\} \quad (7)$$

Первое из условий (7) вытекает из (5), если принять обозначение

$$\psi = q + \Delta p. \quad (8)$$

Поскольку для схем электрических систем $p=1$, $\psi \geq 0$.

Отыскание минимума целевой функции (6) соответствует включению минимально возможного числа узлов во множество Q . Первое из условий (7) позволяет рассматривать лишь те варианты разбиения узлов схемы на подмножества P и Q , при которых после исключения узлов Q со всеми инцидентными им ветвями, соотношение между числом узлов и числом ветвей в остающейся части схемы аналогично соотношению, справедливому для объединения деревьев и изолированных узлов.

Посредством введения дополнительных положительных переменных a_i условия (7) приводятся к каноническому виду, принятому в теории линейного программирования [Л. 4]:

$$\left. \begin{array}{l} \sum_{i \in R} (i - 1)x_i - (m - n + p) - \psi = 0; \\ x_i + a_i = q_i; \\ \psi \geq 0, x_i \geq 0, a_i \geq 0 \quad (i \in R). \end{array} \right\} \quad (9)$$

Решение задачи минимизации функции (6) при условиях (9) должно осуществляться методами линейного целочисленного программирования [Л. 5 и 6].

Отыскание лишь одного целочисленного решения может оказаться недостаточным для получения искомого разбиения узлов схемы на подмножество P и Q . В самом деле, пусть

$$x_{i_0}, a_{i_0} (i \in R), \psi, z_0 \quad (10)$$

является оптимальным целочисленным решением задачи (6) и (9). Ему соответствует произведение вариантов образования подмножества Q :

$$\prod_{i \in R} C_{q_i}^{x_{i_0}}. \quad (11)$$

Применительно к заданной схеме для каждого из этих вариантов вычисляется согласно (8) величина ψ . Если ни одно из значений ψ не совпадает с ψ_0 , то получение искомого разбиения узлов схемы на множества P и Q должно основываться на оптимальных целочисленных решениях задачи (6) и (9), отличных от (10).

Для отыскания других оптимальных решений рассмотрим алгебраическое уравнение

$$\sum_{i \in R} x_i = z_0, \quad (12)$$

где z_0 то же, что и в (10). Представляют интерес целочисленные решения уравнения (12), которые удовлетворяют неравенствам $0 \leq x_i \leq q_i$ и для которых оказывается неотрицательной величина ψ , вычисляемая по формуле

$$\psi = \sum_{i \in R} (i-1)x_i - (m-n+p). \quad (13)$$

Анализ формулы (13) показывает, что при условии (12) значения функции ψ убывают по мере преобладания x_i , соответствующих узлам с меньшим количеством инцидентных им ветвей. Как показывают приведенные ниже примеры, это убывание весьма быстрое: величина ψ быстро становится отрицательной. Таким образом, число решений уравнения (12), которые представляют интерес с точки зрения рассматриваемой задачи, оказывается малым. Алгоритм отыскания всех этих решений достаточно прост и будет ясен из приведенных ниже примеров.

Каждому из целочисленных решений уравнения (12) соответствуют предположительные варианты включения узлов во множество Q . Число этих вариантов определяется по формуле (11). Чтобы вариант оказался подходящим, необходимо совпадение величин ψ , вычисленных по формулам (8) и (13). Если же нет равенства величин (8) и (13) ни при одном варианте для каждого из целочисленных решений уравнения (12), надо рассматривать решения уравнения (12), где z_0 заменяется на z_0+1 .

Предлагаемая методика в силу (11) сопряжена с просмотром значительного числа вариантов. Однако их количество неизмеримо меньше общего числа вариантов включения узлов во множество Q , равного 2^n . Кроме того, для практических целей достаточно ограничиться лишь теми вариантами, когда во множество Q включаются узлы, которым инцидентно наибольшее возможное количество ветвей.

Поясним эту методику на примере схемы электрической системы, представленной на рис. 1. Для этой схемы $n=17$, $m=22$. Узел 18 является балансирующим, в общее число узлов он не включается, поскольку его напряжение задано. По этой же причине при подсчете числа узлов не учитывается и узел «земля». В число ветвей схемы не включаются ветви, инцидентные этим двум узлам. С учетом сказанного множество $R=\{1, 2, 3, 4\}$, и

$$q_1=2, q_2=6, q_3=6, q_4=3,$$

а задача (6) и (9) может быть записана в виде:

$$\begin{array}{l} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_2 + 2x_3 + 3x_4 \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_4 \end{array} \left. \begin{array}{l} + \alpha_1 \\ + \alpha_2 \\ + \alpha_3 \\ + \alpha_4 \\ + \alpha_1 \\ + \alpha_2 \\ + \alpha_3 \\ + \alpha_4 \\ - \psi \\ - z = 0 \end{array} \right\} \quad (14)$$

Вводя наряду с $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ в базис переменную x_4 , в результате одного симплексного преобразования перейдем от (14) к системе

$$\begin{array}{l} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \\ x_4 \\ x_2 \\ x_3 \\ - \frac{1}{3}x_2 - \frac{2}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi \\ x_4 + \frac{1}{3}x_2 + \frac{2}{3}x_3 - \frac{1}{3}\psi \\ \frac{2}{3}x_2 + \frac{1}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi + x_1 - z \end{array} \left. \begin{array}{l} + x_1 = 2 \\ = 6 \\ = 6 \\ = 3 \\ = 6 \\ = 6 \\ = 1 \\ = 2 \\ = -2 \end{array} \right\} \quad (15)$$

Из (15) следует, что решение

$$\left. \begin{array}{l} x_1 = 0; x_2 = 0; x_3 = 0; x_4 = 2; \psi = 0; \\ \alpha_1 = 2; \alpha_2 = 6; \alpha_3 = 6; \alpha_4 = 1 \end{array} \right\} \quad (16)$$

является оптимальным. Для этого решения функция (6) принимает значение $z=2$.

Поскольку решение (16) оказалось целочисленным, приступаем к рассмотрению различных соответствующих ему возможных вариантов включения во множество Q узлов схемы, представленной на рис. 1. Число этих вариантов согласно (11) равно $C^2_3=3$. Выбор узлов 13 и 14 приводит к $q=\Delta p=1$ и, следовательно, согласно (8) величина $\psi=2$. Выбору узлов 13 и 17 сопутствует $q=0, \Delta p=1$, следовательно, $\psi=1$. Последний вариант — узлы 14 и 17. Для этого варианта $q=0, \Delta p=1$, поэтому согласно (8) оказывается $\psi=1$. Таким образом, ни один из рассмотренных вариантов не является приемлемым, поскольку в каждом из них $\psi \neq 0$, а по (16) $\psi=0$.

Теперь необходимо рассмотреть отличные от (16) целочисленные решения уравнения (12), которое в данном случае принимает вид:

$$x_1 + x_2 + x_3 + x_4 = 2. \quad (17)$$

Формула (13) принимает вид:

$$\psi = x_2 + 2x_3 + 3x_4 - 6. \quad (18)$$

Число различных целочисленных решений уравнения (17), удовлетворяющих требуемым ограничениям, как нетрудно видеть, равно 10.

Одно из них (16), другое

$$x_1 = x_2 = 0; x_3 = x_4 = 1. \quad (19)$$

Для (19) согласно (18) имеем $\psi = -1$. Для остальных решений тем более $\psi < 0$, поскольку в этих решениях по сравнению с (19) уменьшаются x_3, x_4 и возрастают x_1, x_2 . Тогда формула (18) приводит к отрицательным значениям ψ .

Таким образом, множество Q должно содержать более, чем два узла. Поэтому в правой части (17) надо прибавить единицу и вместо (17) рассмотреть уравнение

$$x_1 + x_2 + x_3 + x_4 = 3. \quad (20)$$

Некоторые из его целочисленных решений приведены в таблице. Последний столбец этой таблицы заполняется в соответствии с (18). Приводить остальные решения уравнения (20) нет необходимости, поскольку у этих решений x_3 и x_4 меньше по сравнению с решениями, указанными в таблице.

Теперь нетрудно установить, что во множество Q можно включать узлы 13, 14 и 17, тогда согласно (8) получается $\psi=3$. Можно также ко множеству Q относить тройки узлов 8, 13, 14 или 13, 15, 17, при этом $\psi=2$.

Наконец, включению в Q троек узлов 2, 13, 17 или 3, 14, 17 сопутствует $\psi=1$.

В рассмотренном примере решение задачи (14) оказалось целочисленным. Это нехарактерно. Решение задачи (6) и (9) далеко не всегда является целочисленным. Для получения оптимального целочисленного решения необходимо восполь-

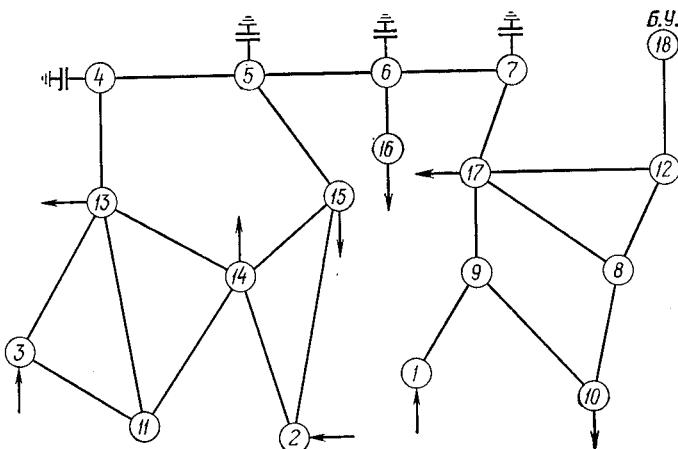


Рис. 1. Пример схемы замещения, для оптимальной нумерации узлов которой не требуется итерации алгоритма Гомори.

x_1	x_2	x_3	x_4	ψ
0	0	0	3	3
0	0	1	2	2
0	0	2	1	1
0	1	1	1	0
1	0	1	1	-1
1	1	0	1	-2

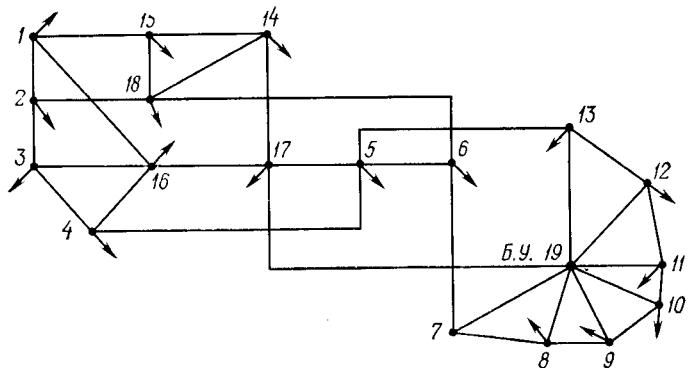


Рис. 2. Схема замещения, для оптимальной нумерации узлов которой необходимо использовать методы целочисленного программирования.

зоваться алгоритмом Гомори [Л. 4 и 5]. Алгоритм Гомори применяется вслед за отысканием оптимального решения обычным симплексным методом.

Покажем использование этого алгоритма для решения задачи об оптимальной нумерации узлов на примере схемы [Л. 3], представленной на рис. 2. Для нее $R = \{2, 3, 4\}$, $n = 18$, $m = 25$, $q_1 = 0$, $q_2 = 7$, $q_3 = 8$, $q_4 = 3$.

Узел 19 является балансирующим, поэтому при подсчете числа узлов и ветвей этот узел не надо учитывать вместе с инцидентными ему ветвями.

Задача (6) и (9) для этой схемы записывается в виде:

$$\begin{cases} x_2 + x_3 + x_4 = 7 \\ x_2 + 2x_3 + 3x_4 = 8 \\ x_2 + x_3 + x_4 = 3 \\ x_2 + 2x_3 + 3x_4 - \psi = 8 \\ x_2 + x_3 + x_4 - z = 0 \end{cases}$$

По правилам симплексного метода в базис наряду с a_2 , a_3 , a_4 необходимо ввести переменную x_4 . В результате получается:

$$\begin{cases} a_2 + x_2 + x_3 = 7 \\ a_3 - \frac{1}{3}x_2 - \frac{2}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi = 8 \\ a_4 + \frac{1}{3}x_2 + \frac{2}{3}x_3 - \frac{1}{3}\psi = 3 \\ \frac{2}{3}x_2 + \frac{1}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi - z = 8 \\ x_2 = 0; x_3 = 0; x_4 = 3; \psi = 0; \\ a_2 = 7; a_3 = 8; a_4 = 1. \end{cases} \quad (21)$$

Из (21) следует, что оптимальным является решение:

$$\begin{cases} x_2 = 0; x_3 = 0; x_4 = \frac{8}{3}; \psi = 0; \\ a_2 = 7; a_3 = 8; a_4 = \frac{1}{3}, \end{cases} \quad (22)$$

для которого $z = \frac{8}{3}$. В отличие от предыдущего примера решение (22) не является целочисленным. Но, поскольку оно известно, возможно использование алгоритма Гомори.

Чтобы сделать целочисленным x_4 , по алгоритму Гомори необходимо в (21) ввести дополнительное переменное

$$u_4 = \frac{1}{3}x_2 + \frac{2}{3}x_3 - \frac{1}{3}\psi - \frac{2}{3}.$$

В результате получается:

$$\begin{cases} a_2 + x_2 = 7 \\ a_3 + x_3 = 8 \\ a_4 - \frac{1}{3}x_2 - \frac{2}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi = 1 \\ x_4 + \frac{1}{3}x_2 + \frac{2}{3}x_3 - \frac{1}{3}\psi = \frac{8}{3} \\ u_4 - \frac{1}{3}x_2 - \frac{2}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi = -\frac{2}{3} \\ \frac{2}{3}x_2 + \frac{1}{3}x_3 + \frac{1}{3}\psi - z = -\frac{8}{3}. \end{cases} \quad (23)$$

Теперь выводим из базиса u_4 . Вместо него вводится по алгоритму Гомори переменная x_2 , поскольку в (23) модуль отношения правой части предпоследнего уравнения к коэффициентам при неизвестных оказывается минимальным именно для x_3 .

В результате получается:

$$\begin{cases} a_2 + x_2 = 7 \\ a_3 + \frac{3}{2}u_4 - \frac{1}{2}x_2 + \frac{1}{2}\psi = 7 \\ a_4 - u_4 + \frac{3}{2}u_4 + \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}\psi = 1 \\ x_3 - \frac{1}{2}u_4 + \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}\psi = 1 \\ \frac{1}{2}u_4 + \frac{1}{2}x_2 + \frac{1}{2}\psi - z = -3. \end{cases}$$

Нетрудно видеть, что оптимальным целочисленным решением является:

$$\begin{cases} x_2 = 0; x_3 = 1; x_4 = 2; \psi = 0; \\ a_2 = 7; a_3 = 7; a_4 = 1. \end{cases} \quad (24)$$

Для (24) значение функции (6) равно трем: $z = 3$.

Согласно (11) решению (24) соответствует $C^1_8 C^2_3 = 24$ возможных вариантов включения узлов схемы, представленной на рис. 2, во множество Q . Для одного из них (узлы 5, 15, 16) величина ψ , вычисленная согласно (8), оказывается равной нулю, как и в (24). Таким образом, узлы 5, 15 и 16 могут включаться во множество Q .

Уравнение (12) в данном случае имеет вид:

$$x_2 + x_3 + x_4 = 3.$$

Будем отыскивать его целочисленные решения, отличные от (24). Причем представляют интерес лишь те решения, для которых оказывается неотрицательной величина

$$\psi = x_2 + 2x_3 + 3x_4 - 8.$$

Нетрудно видеть, что существует всего одно такое решение:

$$x_2 = x_3 = 0; x_4 = 1; \psi = 1. \quad (25)$$

Для схемы на рис. 2 этому решению соответствует лишь один возможный вариант выбора узлов. Ими являются узлы 5, 16 и 18. Исключение этих узлов из схемы со всеми инцидентными им ветвями приводит согласно (8) к $\psi = 1$, как и в (25). Таким образом, узлы 5, 16 и 18 могут включаться во множество Q .

В случае схемы, представленной на рис. 2, потребовалась одна итерация симплексного метода для отыскания оптимального решения и одна итерация алгоритма Гомори при отыскании оптимального целочисленного решения. Число итераций алгоритма Гомори может быть и иным. Так для схемы, приведенной в [Л. 1], оптимальное решение отыскивается за одну итерацию симплексного метода, а оптимальное целочисленное решение за две итерации алгоритма Гомори.

В приведенном примере оптимальный порядок матрицы \bar{Y}_{11} равен 15. Если же стремиться к тому, чтобы матрица \bar{Y}_{11} была треугольной, то ее оптимальный порядок согласно [Л. 3] равен 14. Однако можно указать примеры, когда наблюдается обратное явление: оптимальный порядок треугольной матрицы \bar{Y}_{11} оказывается больше оптимального порядка в смысле [Л. 1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гамм А. З. О нумерации узлов при расчетах установившихся режимов электрических систем методом Ньютона — Рафсона. — «Электричество», 1970, № 2, с. 59—61.
2. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 263 с.
3. Грицай М. А., Журавлев В. Г. Расчет потокораспределения в электрической сети по методу определяющих величин. — «Электричество», 1968, № 8, с. 17—22.

4. Электрические системы. Кибернетика электрических систем. Под ред. В. А. Веникова. М., «Высшая школа», 1974. 328 с.
5. Корбут А. А., Финкельштейн Ю. Ю. Дискретное программирование. М., «Наука», 1969. 368 с.
6. Фадеев Д. К., Фадеева В. Н. Вычислительные методы линейной алгебры. М.—Л., Физматгиз, 1963. 734 с.

[7.6.1976]



УДК [621.311.6:621.316.722].001.24

К расчету выбросов напряжения в автономной системе электроснабжения с транзисторным регулятором напряжения

Инженеры ГОЛОЩАПОВ С. С., КУЛИК А. Н., доктор техн. наук ЯКОВЛЕВ Б. С.

Челябинский политехнический институт

Вопросам исследования автономных регулируемых систем электроснабжения (СЭС) в последнее время уделяется значительное внимание, например, [Л. 1—3]. В результате выяснены особенности, обусловленные работой транзисторного регулятора напряжения (*РН*), среди которых наиболее существенными и опасными для ряда элементов СЭС являются «выбросы» (импульсы) напряжения относительно его номинального значения, возникающие при запирании регулирующего транзистора *РН* [Л. 2 и 3]. «Выбросы» напряжения достигают больших значений (десятки, иногда сотни вольт) и могут оказаться опасными, например, для регулирующих транзисторов, которые, как известно, [Л. 4] не допускают даже кратковременного превышения предельно допустимого значения напряжения на коллекторе в закрытом состоянии.

Вследствие важности влияния выбросов в СЭС их параметры (амплитуда, длительность) регламентируются целым рядом государственных и международных стандартов, в частности [Л. 5]. Экспериментальное исследование выбросов в общем не вызывает затруднений, но их объяснение и, главное, расчет все еще существенно затруднены из-за отсутствия общепринятых методик, особенно для наиболее сложного случая — параллельной работы генератора (ГПТ) и аккумуляторной батареи (*АБ*).

Батарея, предназначенная для фильтрации высокочастотных составляющих напряжения автономной электросети, из-за своих особенностей не всегда может полностью выполнить эту задачу, что отмечено и в литературе, например [Л. 2].

Поэтому разработка методики расчета параметров выбросов напряжения в автономных электросетях при различных режимах работы подобных систем является необходимым эта-

пом проектирования СЭС и ее элементов, например транзисторов, входящих в состав *РН*. Ниже рассмотрен расчет выбросов напряжения в СЭС с транзисторным *РН* ключевого типа и произведен анализ выходных характеристик с учетом параметров *АБ*.

Для решения поставленной задачи воспользуемся динамической моделью рассматриваемой системы [Л. 1 и 3], отражающей характерные особенности поведения реальной СЭС и пригодной, в общем случае, для исследования ее в различных режимах работы.

Предполагаем, что динамические свойства *АБ* заданы в виде частотных характеристик полного сопротивления батареи $Z_b(j\omega)$ или проводимости $Y_b(j\omega)$ [Л. 6]. В общем случае внутреннее сопротивление *АБ* имеет довольно сложную зависимость от частоты и среднего значения протекающего через нее тока [Л. 7]. Для достаточно большого значения частоты за счет шунтирующего действия емкости двойного слоя полное сопротивление *АБ* становится минимальным — равным омическому и практически не изменяется в значительных диапазонах частот (от 80 Гц до 1 кГц) и значений токов, что значительно упрощает расчет процессов СЭС в этом диапазоне (см., например, частотные характеристики для батареи 6СТМ-128МС, рис. 1). Только на частотах, меньших 80 Гц и не являющихся характерными для рассматриваемого режима, проявляется разница между полными сопротивлениями батареи Z_b для различных зарядных токов.

Подобная закономерность справедлива и для других типов стартерных батарей примерно в этом же частотном диапазоне [Л. 7]. Подъем амплитудной и фазовой характеристик на высоких частотах обусловлен поверхностным эффектом в массивных проводниках *АБ* [Л. 7]. Это явление можно учесть, включив в схему замещения батареи кроме э. д. с. E_b и активного сопротивления R_b индуктивность L_b , значение которой можно довольно просто определить из частотных характеристик рис. 1.

На рис. 2 представлена динамическая модель системы, которая является системой с переменной структурой. Регулирующий транзистор *РН* представлен в виде существенно нелинейного элемента — управляемого по значению напряжения ключа *K*. Обратный диод, шунтирующий обмотку возбуждения ГПТ, для простоты представлен в виде элемента, обладающего идеальными свойствами [Л. 2 и 3].

Необходимые для расчета параметры R_n , Y_b и T_n , T_b достаточно точно и довольно просто определяются из экспериментальных частотных характеристик.

Так как время запирания регулирующего транзистора очень мало (измеряется десятками и единицами микросекунд) и для генераторов справедливо соотношение $L_b \gg R_n$, например [Л. 8], то целесообразно для рассматриваемого режима считать значения тока возбуждения I_b и э. д. с. генератора E_b постоянными.

Если коэффициенты форсировки включения и запирания регулирующего транзистора выбраны в процессе проектирования достаточно большими ($\geq 1,5$), что всегда выполняется в подобных системах электроснабжения, то закон изменения

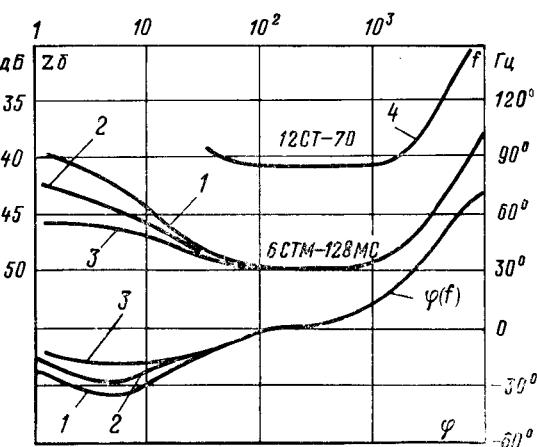


Рис. 1. Частотные характеристики аккумуляторных батарей при заряде различными токами.

1 — 2 А; 2 — 6 А; 3 — 15 А; 4 — 1-30 А.

тока регулирующего транзистора I_t , протекающего по цепи якоря ГПТ, в результате размыкания ключа K можно считать линейным [Л. 4]:

$$I_t = I_{b.p} \left(1 - \frac{t}{t_p} \right) = I_{b.p} - N t, \quad (1)$$

где $I_{b.p}$ — значение тока I_b в начальный момент размыкания цепи обмотки возбуждения ключом K ; t_p — время запирания регулирующего транзистора; N — скорость спадания тока I_t .

К моменту окончания запирания регулирующего транзистора ($t=t_p$) весь ток I_b перераспределится в цепь шунтирующего диода, ток которого изменяется по закону: $I_d=Nt$ так, что значение тока I_b в процессе спадания тока I_t остается неизменным и равным значению $I_{b.p}$.

На основании структурных преобразований модели с учетом изложенных выше соображений и выражения (1) искомое уравнение относительно напряжений системы U на интервале размыкания цепи «якорь ГПТ — обмотка возбуждения» примет вид:

$$A_2 p^2 U + A_1 p U + A_0 U = E_r + R_a Y_b E_b + N R_a (T_a + T_b) + R_a (Nt - I_{b.p}), \quad (2)$$

где $A_2 = L_a T_b Y$; $A_1 = [L_a (Y + Y_b) + T_b (R_a Y + 1)]$; $A_0 = [R_a (Y + Y_b) + 1]$; p — оператор дифференцирования d/dt ; Y_b , Y — электрические проводимости AB и потребителя соответственно; $T_a = L_a/R_a$; $T_b = L_b/R_b$ — постоянные времени якорной цепи ГПТ и батареи соответственно.

Из правой части уравнений (2) видно, что предельное значение напряжения U зависит от э. д. с. генератора, батареи и, в гораздо большей степени, от наведенной эквивалентной э. д. с. самоиндукции $N R_a (T_a + T_b)$, причем действие указанных факторов происходит согласно. Два последних слагаемых правой части уравнения (2) представляют спадающее до нуля падение напряжения от тока I_t на активном сопротивлении якоря ГПТ, которое является величиной малой по сравнению с остальными слагаемыми, поэтому в первом приближении их можно не учитывать, хотя их учет при решении уравнения не вызывает затруднений.

При принятых ранее допущениях уравнение (2) определяет точный закон изменения напряжения U , однако, учитывая, что в реальных системах значение проводимости потребителя Y ограничено сверху и для СЭС средней мощности измеряется единицами сименсов, а проводимость батареи Y_b измеряется сотнями сименсов (рис. 1) и, кроме того, малы значения индуктивности L_a рассматриваемых ГПТ и постоянные времена T_b батареи, целесообразно упростить уравнение (2) без существенного снижения точности полученных результатов. В этом случае уравнение (2) имеет вид:

$$B_1 p U + B_0 U = E_r + R_a Y_b E_b + N R_a (T_a + T_b), \quad (3)$$

где $B_1 = [L_a Y_b + T_b (R_a Y + 1)]$; $B_0 = (R_a Y_b + 1)$.

Из анализа уравнения (3) следует весьма важный практический вывод: если выполняется соотношение $Y \ll R^{-1}$, то изменение напряжения системы U при запирании регулирующего транзистора не зависит от значения проводимости потребителя и определяется свойствами ГПТ, AB и RH .

Начальное значение напряжения, необходимое для отыскания решения уравнений (2) и (3), является величиной известной — это напряжение U_p , при достижении которого происходит запирание регулирующего транзистора. С учетом изложенного решение уравнения (3) имеет вид:

$$U = U_p + (E' - U_p) (1 - e^{-t/T}), \quad (4)$$

где

$$E' = \frac{E_r + R_a Y_b E_b + N R_a (T_a + T_b)}{(R_a Y_b + 1)}; \quad T = \frac{L_a + L_b (R_a Y + 1)}{(R_a + R_b)}$$

— постоянная времени цепи.

За отрезок времени t_p напряжение согласно (4) достигает некоторого пикового значения U_p , после чего под действием э. д. с. генератора и батареи оно начинает уменьшаться согласно уравнению, которое получится из рис. 2 при условии равенства нулю тока I_t :

$$A_2 p^2 U + A_1 p U + A_0 U = E_r + R_a Y_b E_b. \quad (5)$$

После упрощения уравнения (5) получим:

$$B_1 p U + B_0 U = E_r + R_a Y_b E_b. \quad (6)$$

Решение уравнения (6) имеет вид:

$$U = U_p + (E'' - U_p) (1 - e^{-t/T}), \quad (7)$$

где $E'' = \frac{E_r + R_a Y_b E_b}{(R_a Y_b + 1)}$.

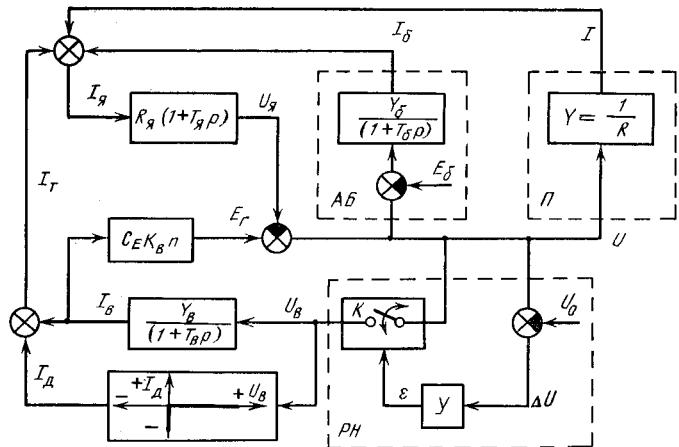


Рис. 2. Динамическая модель системы «ГПТ с ключевым RH — потребитель — батарея».

Y_b , T_b — параметры обмотки возбуждения; $C_E K_B n$ — коэффициент усиления ГПТ; P — потребитель; U — усилитель напряжения RH ; U_b — напряжение сравнения.

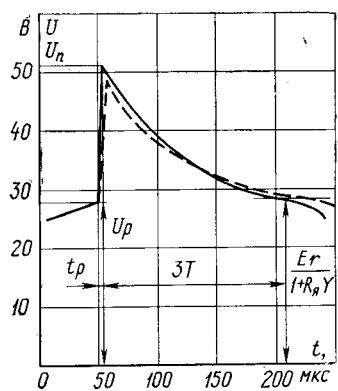


Рис. 3. Экспериментальный (—) и расчетный (— —) выбросы в СЭС с потребителем.

$E_p = 28,4$ В; $U_p = 28$ В; $I = 10$ А; $N = 10^6$ А/с; $Y = 0,35$ Ом⁻¹; $L_a = 1,3 \cdot 10^{-4}$ Г; $R_a = 0,03$ Ом.

Таким образом, если считать, что процесс спадания напряжения согласно (7) закончится через время $t \approx 3T$, то полное время действия выброса будет равно $t_b = t_p + 3T$.

Время переключения транзисторов t_p в подобных системах, как известно, например [Л. 4], рекомендуется сокращать для уменьшения потерь мощности в них. Однако, как видно из уравнений (1) и (3), это приводит к увеличению скорости N и соответственно значения U_p . Роль AB в системе двоякая — с одной стороны, индуктивность L_b приводит к увеличению постоянной времени T , с другой стороны, указанная индуктивность, малое сопротивление R_b и э. д. с. батареи E_b приводят к увеличению предельного значения возрастающего напряжения согласно (4). Кроме того, из уравнения (7) видно, что наличие батареи приводит к увеличению конечного значения напряжения и, следовательно, увеличению амплитуды автоколебаний напряжения ΔU .

Из полученных уравнений (2) и (5) вытекают частные случаи расчета процессов в рассматриваемом режиме работы системы согласно рис. 2:

если $E_b = 0$, то получим случай параллельного соединения активно-индуктивной (L_b, R_b) и активной (R) нагрузок системы;

если $E_b = 0$, $Y_b = 0$ и $T_b = 0$, то работа системы на активную нагрузку R ;

если $Y = 0$, то работа системы на заряд AB ;

если $E_b = 0$, $Y_b = 0$, $T_b = 0$ и $Y = 0$, то работа генератора на холостом ходу.

Кроме того, исходные уравнения (2) и (5) справедливы для других видов потребителей, допускающих в установив-

№/п	Параметры системы			Полученные параметры			
	$Y, \text{ Ом}^{-1}$	$iY_B, \text{ Ам}^{-1}$	$L_B, \mu\text{Гн}$	$\Delta U = U_p - U_{p'}, \text{ В}$		$t_B \approx t_p + 3T, \text{ мкс}$	
				Опыт	Расчет	Опыт	Расчет
1	0	0	0	15	19	15	10
2	2,5	0	0	8	10	50	75
3	0	50	10	8	7	40	60
4	2,5	50	10	4	3	40	60
5	0	100	1	0,8	0,7	40	65
6	2,5	100	1	0,5	0,4	40	50

Примечание. $U_p = 26 \text{ В}$; $E_B = 24 \text{ В}$; $t_p = 10 \text{ мкс}$; $R_y = 0,04 \text{ Ом}$; $I_y = 0,9 \cdot 10^{-5} \text{ Г.}$

шихся режимах схему замещения с э. д. с., подобную схеме замещения AB , например, электрическая машина постоянного тока в двигательном режиме.

При необходимости может быть учтено влияние проводов, присоединяющих AB и RH , посредством включения их параметров R_{ip} , L_{ip} в схему замещения батареи и якорной цепи соответственно.

Анализ выражения (2) показывает, что наибольшее влияние на пиковое значение U_p оказывает проводимость батареи Y_B , при этом они находятся в обратной зависимости, поэтому наиболее неблагоприятным режимом работы системы является работа генератора на холостом ходу при больших токах возбуждения $I_{B,p}$ (малые скорости вращения ГПТ), т. е. при больших скоростях N спадания тока I_t . Потребитель с проводимостью Y , как это следует из выражения (4), практически оказывает влияние лишь на постоянную времени цепи T и тем самым увеличивает длительность действия выброса в системе.

Изложенная выше методика расчета выбросов напряжения была экспериментально проверена и подтверждена на ряде типов ГПТ и AB . На рис. 3 и в таблице представлены характеристики выбросов в рассматриваемой системе.

В заключение отметим, что исследование процессов в схеме рис. 2 на АВМ и ЦВМ не вызывает затруднений.

Выходы. 1. Рассмотренная методика расчета выбросов напряжения в электросетях автономных СЭС позволяет оценить степень влияния AB на параметры выбросов и тем самым еще на стадии проектирования СЭС обеспечить рациональный выбор наиболее существенного параметра RH — быстродействия при переключениях.

2. В случае необходимости предложенная методика позволяет правильно выбрать и рассчитать элементы защиты RH и других потребителей от выбросов напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Любин Е. Н., Яковлев Б. С. Устойчивость и периодические режимы автономных нелинейных регулируемых систем электропитания. — «Электричество», 1974, № 1, с. 43—46.

2. Барсов Ф. Ф. К анализу систем электроснабжения с полупроводниковыми регуляторами напряжения. — В кн.: Автоматика и электромеханика. М., «Наука», 1973, с. 108—117.

3. Кулик А. Н. Динамика систем электропитания постоянного тока с двухпозиционным ключевым регулятором напряжения. — «Сборник трудов Челябинского ПИ», 1974, № 157, с. 280—285.

4. Глазенко Т. А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. М.—Л., «Энергия», 1965. 188 с.

5. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов, классификация, требования к качеству электроэнергии. ГОСТ 19705-74. Введ. 1/XII 1974. М., 1974. 12 с.

6. Голощапов С. С. Методика экспериментального определения имитанских динамических моделей химических источников тока. — «Сборник трудов Челябинского ПИ», 1974, № 157, с. 124—127.

7. Романов В. В., Хашев Ю. М. Химические источники тока. М., «Советское радио», 1968. 383 с.

8. Кононенко Е. В., Сипайллов Г. А., Хорьков К. А. Электрические машины. М., «Высшая школа», 1975. 279 с.

[21.5.1976]

УДК 621.313.33.001.24

Определение параметров и характеристик асинхронных электродвигателей при питании от несинусоидального напряжения

Канд. техн. наук МИКЛЯЕВ М. С., инж. СЕМИКОВ А. П.

При питании асинхронных электродвигателей от тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ) требуется создание методики расчета двигателя с учетом изменения частоты и временных гармоник напряжения. Состав временных гармоник в выходном напряжении ТПЧ должен быть таким, чтобы обеспечивались требуемые моментные, тепловые, вибраакустические и другие характеристики двигателя.

Известен ряд работ [Л. 1—4] по анализу влияния высших гармоник напряжения на работу асинхронных двигателей, в которых используются либо расчетные соотношения, либо опытные данные, найденные из предположения одного контура на роторе.

При общепринятых в теории машин переменного тока допущениях схема замещения асинхронного двигателя не зависит от приложенного напряжения и частоты источника питания, поэтому при анализе можно использовать принцип суперпозиции. В основу предлагаемой методики положен метод определения переходной проводимости машин переменного тока по частотным характеристикам [Л. 5], с помощью которого относительно просто находятся коэффициенты операторных уравнений, частотные и рабочие характеристики двигателя для 1-й гармоникиитающего напряжения. Этот метод можно распространить и на случай переменных параметров сети и несинусоидальности кривой напряжения введением в уравнения коэффициентов по напряжению и частоте.

Допустим, что к двигателю приложено несинусоидальное напряжение, которое можно представить в виде ряда Фурье. Для трехфазной цепи при соединении в звезду имеем:

$$u(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + U_{5m} \sin(5\omega t + \psi_5) + U_{7m} \sin(7\omega t + \psi_7) + \dots$$

или в символической записи

$$u(t) = u_1(t) + u_5(t) + u_7(t) + \dots$$

Из линейности преобразования Лапласа (Карсона) следует:

$$u_1(t) \doteq F_1(p), u_5(t) \doteq F_5(p), u_7(t) \doteq F_7(p), \dots$$

Очевидно,

$$F_1(p) + F_5(p) + F_7(p) + \dots \doteq u_1(t) + u_5(t) + u_7(t) + \dots$$

Комплексно-операторные уравнения асинхронного двигателя без учета изменения частоты и напряжения для 1-й гармоники, как известно, имеют вид:

$$\begin{aligned} u_s &= r_s i_s + (p + j\omega_r) \psi_s; \\ \psi_s &= i_s x_s(p), \end{aligned} \quad (1)$$

где $x_s(p)$ — дробно-рациональная функция операторной реактивности.

Если под приложенным напряжением понимать напряжение $(+j)$ и считать, что в установившемся режиме в координатах, вращающихся совместно с ротором, $p=js$, $\omega_r=1-s$, то ток статора будет равен:

$$i_s = \frac{j}{r_s + jx_s(js)} = a_s + jb_s. \quad (2)$$

Допустим, что для скольжений $s_1=s_x=0$, s_1, s_2, \dots, s_k при номинальной частоте и синусоидальном номинальном напряжении известны комплексы тока:

$$i_{sx} = a_{sx} + jb_{sx}, i_{s1} = a_{s1} + jb_{s1}, \dots, i_{sk} = a_{sk} + jb_{sk}.$$

Согласно [Л. 5] этим комплексам соответствует переходная функция

$$i(t) = A_{0m} + A_{1m}e^{-\alpha'_{1t}} + \dots + A_{km}e^{-\alpha'_{kt}},$$

где A_{im} , α'_{it} — амплитуды и коэффициенты затухания роторных контуров при замкнутой обмотке статора и $r_s=0$.

Переходной функции соответствует операторная проводимость

$$\frac{1}{x_s(p)} = A_{0m} + \frac{A_{1m}p}{p + \alpha'_{1}} + \dots + \frac{A_{km}p}{p + \alpha'_{k}}. \quad (3)$$

Соотношения для расчета характеристик двигателя при различных частотах и напряжениях можно получить путем введения в выражения (1)–(3) коэффициентов k_f и k_u , учитывающих изменения масштабов частоты и напряжения. Изменения по частоте должны быть выполнены в соответствии с теоремой подобия, т. е.

$$F(\alpha t) \doteq \frac{1}{a} f\left(\frac{p}{a}\right);$$

$$f(ap) \doteq \frac{1}{a} F\left(\frac{t}{a}\right),$$

где $a > 0$.

На основании этой теоремы и с учетом изменения напряжения коэффициентом k_u формулы (1)–(3) примут вид:

$$k_u u_s = r_s i_s + k_f(p + j\omega_r) \psi_s;$$

$$\psi_s = k_f i_s x_s(p);$$

$$\frac{1}{x_s(k_f p)} = \frac{A_{0m}}{k_f} + \frac{k_f p A_{1m}}{k_f p + \alpha'_{1}} + \dots + \frac{k_f p A_{km}}{k_f p + \alpha'_{k}}.$$

Операторной проводимости (3) соответствует Г-образная схема замещения, представленная на рисунке. Параметры схемы замещения для основной гармоники определяются по формулам [Л. 6]:

$$x_s = \frac{1}{A_{0m}}, \quad x_1 = \frac{1}{A_{1m}}, \dots, \quad x_k = \frac{1}{A_{km}};$$

$$r_1 = \frac{\alpha'_{1}}{A_{1m}}, \quad r_2 = \frac{\alpha'_{2}}{A_{2m}}, \dots, \quad r_k = \frac{\alpha'_{k}}{A_{km}}.$$

Для любой временной гармоники приведенная схема замещения отличается от первой только коэффициентом k_f при операторе p . Выражение тока статора с учетом r_s для любой гармоники в установившемся режиме будет равно:

$$i_s(jk_f s) = \frac{jk_u}{r_s + jk_f x_s(jk_f s)} = a_s(k_f s) + jb(k_f s). \quad (4)$$

Из частотной характеристики (4) для заданных k_f и k_u определяются все необходимые характеристики двигателя по нижеприведенным формулам. Расчет рекомендуется вести в относительных единицах, принимая за базисные:

мощность $P_6 = \frac{P_h}{\eta \cos \varphi}$, момент $M_6 = \cos \varphi - r_s - P_{ct}$, ток $I_6 = I_h$, напряжение $U_6 = U_h$, сопротивление $Z_6 = \frac{U_h}{V^3 I_h}$.

Модуль полного тока

$$|i_s(jk_f s)| = \sqrt{a_s^2(k_f s) + b_s^2(k_f s)}.$$

Потребляемая мощность

$$P_1(jk_f s) = k_u b_s(k_f s).$$

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi = \frac{b_s(k_f s)}{|i_s(jk_f s)|}.$$

Потери в меди статора

$$P_{M1}(jk_f s) = |i_s(jk_f s)|^2 r_s.$$

Потери в стали

$$P_{ct} = P_{ct,h} k_u k_f^{-0.7}.$$

Электромагнитная мощность

$$P_{em}(jk_f s) = P_1(jk_f s) - P_{M1}(jk_f s) - P_{ct}.$$

Электромагнитный момент

$$M_{em}(jk_f s) = \frac{P_{em}(jk_f s)}{k_f M_6}.$$

Потери в меди ротора

$$P_{M2} = P_{em}(jk_f s).$$

Механические потери (для основной гармоники)

$$P_{mech}(s) = P_{mech,n}(1-s)^2.$$

Суммарные потери

$$\Sigma P(k_f s) = P_{M1}(jk_f s) + P_{ct}(k_f k_u s) + P_{M2} + P_{mech}(s).$$

Полезная мощность

$$P_2(k_f s) = P_1(k_f s) - \Sigma P(k_f s).$$

Гармонический состав выходного напряжения ТПЧ в общем случае зависит от нагрузки двигателя, т. е. каждой частоте вращения будет соответствовать свой гармонический состав. В этом случае в расчетные формулы вместо k_u , k_f следует подставлять $k_u(s)$, $k_f(s)$.

Между скольжениями двигателя n -й и 1-й гармоник существует связь:

$$s_n = \frac{(k_f \mp 1) \pm s_1}{k_f},$$

где верхние знаки относятся к гармоникам прямой последовательности, нижние — к обратной.

Результирующий электромагнитный момент двигателя равен алгебраической сумме моментов от каждой гармоники:

$$M = \sum_{i=1}^{\infty} M_{em}(jk_f i s_n).$$

Действующие значения несинусоидального тока и напряжения:

$$I_s = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} |i_{sn}|^2 (jk_f i s_n)^2};$$

$$U = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} |U_{ni}|^2}.$$

Мощность активная и полная:

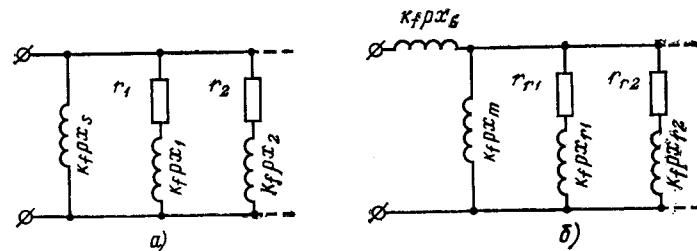
$$P = \sum_{i=1}^{\infty} i_{sn} (jk_f i s_n) U_n \cos \varphi_{ni};$$

$$S = \sum_{i=1}^{\infty} i_{sn} (jk_f i s_n) U_{ni}.$$

Коэффициент мощности при несинусоидальном напряжении

$$\cos \theta = \frac{P}{S}.$$

Пример. Рассчитаем характеристики электродвигателя, работающего от ТПЧ со следующим гармоническим составом напряжения (соединение обмоток статора — «звезда»), где за единицу принято действующее значение 1-й гармоники: $U_1=1$; $U_5=0,2$; $U_7=0,2$; $U_{11}=0,1$.



Схемы замещения асинхронной машины.

а — Г-образная; б — Т-образная.

Параметры	Номер гармоники, значения коэффициентов и скольжений			
	1	5	7	11
$k_f=1;$ $s_1=0,009$	$k_f=5;$ $s_5=1,199$	$k_f=7;$ $s_7=0,86$	$k_f=11;$ $s_{11}=1,09$	
a_s	0,6	0,294	0,21	0,0672
b_s	0,8	0,03	0,18	0,0055
i_s	1,0	0,295	0,211	0,0674
M_{sm}	1,0	0,0011	0,00042	0,0001
ΣP	0,0568	0,0062	0,0039	0,00062
P_2	0,743	—	—	—

Исходные данные для расчета параметров схем замещения на ЦВМ:
комплексы токов из опытов холостого хода, номинального режима и короткого замыкания:

$$a_{sx} + jb_{sx} = 0,492 + j0,035; \quad a_{sh} + jb_{sh} = 0,6 + j0,8;$$

$$a_{sk} + jb_{sk} = 6,1 + j2,06;$$

сопротивление активное и рассеяния статора:

$$r_s = 0,0178; \quad x_s = 0,1;$$

номинальное скольжение

$$s_n = 0,009;$$

механические потери, потери в стали, а также базисный момент:

$$P_{\text{мех.н}} = 0,0057; \quad P_{\text{ст.н}} = 0,0256; \quad M_b = 0,7556.$$

В результате обработки на ЦВМ «Минск-22» имеем переходную функцию:

$$i(t) = 0,493 + 4,63e^{-0,9541t} + 2,3e^{-0,813t}.$$

Результаты расчета параметров схем замещения и рабочих характеристик оформляются в виде протокола (здесь не приводится).

При расчетах использовались следующие выражения [Л. 6]:

$$x's = \frac{1}{A_{0m} + A_{1m}}, \quad x''s = \frac{1}{A_{0m} + A_{1m} + A_{2m}};$$

коэффициенты затухания роторных контуров при разомкнутой обмотке статора:

$$\alpha_1 = \alpha'_1 \frac{x's}{x_s}, \quad \alpha_2 = \alpha'_2 \frac{x''s}{x'_s};$$

сопротивления контуров:

$$x_{r1} = \frac{1}{x'_s - x_\sigma} - \frac{1}{x_m}; \quad x_{r2} = \frac{1}{x''s - x_\sigma} - \frac{1}{x_m} - \frac{1}{x_{r1}};$$

$$r_{r1} = \alpha'_1 \left(x_{r1} + \frac{1}{\frac{1}{x_s} + \frac{1}{x_m}} \right);$$

$$r_{r2} = \alpha'_2 \left(x_{r2} + \frac{1}{\frac{1}{x_\sigma} + \frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_{r1}}} \right).$$

Постоянные времени $T_{1,2}$ и $T'_{1,2}$ находятся как обратные величины коэффициентов $\alpha_{1,2}$ и $\alpha'_{1,2}$.

В таблице приведены сводные результаты обработки при номинальном скольжении $s_n = 0,009$ для 1, 5, 7 и 11-й гармоник.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Jain G. The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of a 3-Phase Induction Motor. — «IEEE Trans. on PAS», 1964, vol. 83, № 6, p. 561—566.
2. Яцук В. Г. Метод расчета тока на выходе инвертора напряжения. — «Труды ВНИИЭМ», 1972, т. 38.
3. Петренко Ю. Н. Применение векторно-гармонического метода для анализа электромагнитных процессов в асинхронном двигателе. — «Изв. вузов. Электроэнергетика», 1973, вып. 3.
4. Пинчук И. С. и др. Метод оценки колебаний магнитного потока в асинхронном двигателе при питании от тиристорного преобразователя частоты. — «Сборник научных трудов Челябинского политехнического института», 1971, № 88, с. 53—55.
5. Микляев М. С. Метод определения переходной проводимости машин переменного тока. — «Электричество», 1969, № 4.
6. Микляев М. С. Анализ и синтез электромагнитных параметров машин переменного тока автономных электроэнергетических систем. — «Труды ВНИИЭМ», 1972, т. 38.

[25.5.1976]

УДК 621.313.8.018.53.001.24

Электромагнитный момент синхронного двигателя с постоянными магнитами в асинхронном режиме

Канд. техн. наук ОСИН И. Л., инженеры БЕЗРУЧЕНКО В. А.,

МОЩИНСКИЙ Ю. А., ЯКУШКИН Р. Х.

Московский энергетический институт

Синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) обладают рядом преимуществ по сравнению с другими типами синхронных двигателей. Однако при больших моментах инерции нагрузки синхронизирующие свойства СДПМ резко ухудшаются, что ограничивает область их применения. Для создания СДПМ с улучшенными синхронизирующими свойствами необходимо предварительное исследование влияния параметров двигателя на развиваемый им в асинхронном режиме электромагнитный момент.

Электромеханические процессы, происходящие в СДПМ, описываются при общепринятых в теории электрических машин допущениях известной системой нелинейных дифференциальных уравнений в осах d и q [Л. 1]. При постоянной частоте вращения эта система становится линейной. Следовательно, рассматривая пусковой режим СДПМ как квазистационарный, можно воспользоваться принципом суперпозиции и разделить полную систему уравнений на две подсистемы, первая из которых описывает асинхронный (двигательный) режим работы невозбужденной машины, вторая — генератор-

ный (тормозной) режим работы возбужденной машины при коротком замыкании [Л. 2].

В первой подсистеме уравнений токи и потокосцепления изменяются с частотой скольжения s . Следовательно, эта подсистема, записанная в векторной форме в относительных единицах, имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_d &= js\Psi_{dU*} - (1-s)\Psi_{qU*} + \dot{I}_{dU*}\rho_s; \\ \dot{U}_q &= js\Psi_{qU*} + (1-s)\Psi_{dU*} + \dot{I}_{qU*}\rho_s; \\ \dot{\Psi}_{dU*} &= \xi_d(js) \dot{I}_{dU*}; \\ \dot{\Psi}_{qU*} &= \xi_q(js) \dot{I}_{qU*}, \end{aligned} \quad (1)$$

где \dot{I}_{dU*} , \dot{I}_{qU*} и $\dot{\Psi}_{dU*}$, $\dot{\Psi}_{qU*}$ — комплексные векторы токов и потокосцеплений; ρ_s — активное сопротивление фазы обмотки статора; $\xi_d(js)$, $\xi_q(js)$ — комплексные сопротивления схем замещения по осям d и q (рис. 1); параметры, входящие в эти схемы замещения, определяются по [Л. 3].

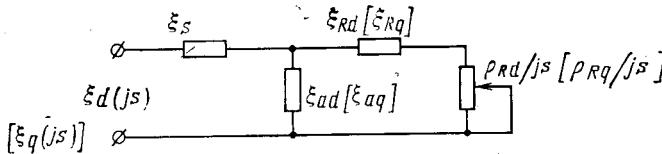


Рис. 1.

Во второй подсистеме уравнений частота токов и потокосцеплений равна нулю. В относительных единицах эта подсистема имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= -(1-s) \Psi_{qE*} + I_{dE*} \\ 0 &= (1-s) \Psi_{dE*} + I_{qE*} \\ \Psi_{dE*} &= \xi_d I_{dE*} + \epsilon; \\ \Psi_{qE*} &= I_{qE*}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где I_{dE*} , I_{qE*} и Ψ_{dE*} , Ψ_{qE*} — скалярные величины токов и потокосцеплений; $\epsilon = E_{0m}/U_m$ — степень возбужденности двигателя (E_{0m} — амплитуда э. д. с. от поля постоянных магнитов при синхронной частоте вращения).

В качестве базовых величин приняты: $U_0 = U_m$ — амплитуда фазного напряжения; $x_b = x_q$ — синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси; $I_b = U_m/x_q$ — амплитуда базового тока; $\Psi_b = U_m/\omega$ — амплитуда потокосцепления ($\omega = 2\pi f$ — базовая частота вращения); $M_b = pmU^2 m/2\omega x_q$ — базовый момент.

В дальнейшем все величины выражаются в относительных единицах и для упрощения записи знак * опускается.

Мгновенное значение электромагнитного момента СДПМ в общем виде можно записать как

$$m_{\text{эм}} = (\Psi_{dU} + \Psi_{dE}) (I_{qU} + I_{qE}) - (\Psi_{qU} + \Psi_{qE}) (I_{dU} + I_{dE}), \quad (3)$$

где временные функции токов и потокосцеплений:

$$\begin{aligned} i_{dU} &= \operatorname{Re} i_{dU} = I_{dU} \cos(st + \beta_1); \\ i_{qU} &= \operatorname{Re} i_{qU} = I_{qU} \cos(st + \beta_2); \\ \psi_{dU} &= \operatorname{Re} \Psi_{dU} = \Psi_{dU} \cos(st + \beta_3); \\ \psi_{qU} &= \operatorname{Re} \Psi_{qU} = \Psi_{qU} \cos(st + \beta_4). \end{aligned}$$

Здесь β_1 , β_2 , β_3 и β_4 — начальные фазы комплексных векторов и потокосцеплений.

Токи и потокосцепления, входящие в выражение электромагнитного момента, можно найти из решения подсистем уравнений (1) и (2). При этом необходимо учесть, что при симметричном питании

$$\dot{U}_q = -j \dot{U}_d, \quad (4)$$

а их связь с временными функциями напряжений имеет вид:

$$u_d = U_m \cos(st + \beta_0); \quad u_q = U_m \sin(st + \beta_0),$$

где β_0 — начальная фаза напряжения питания.

Если представить комплексные сопротивления по продольной и поперечной осям (рис. 1) как

$$\xi_d = \frac{1}{a_d + jb_d}; \quad \xi_q = \frac{1}{a_q + jb_q},$$

где коэффициенты

$$\begin{aligned} a_d &= [\rho^2 R_d \xi_d + s^2 (\xi_{ad} + \xi_{Rd}) (\xi_{Rd} \xi_d + \xi_s \xi_{ad})]/\Delta_d; \\ b_d &= s \rho R_d [\xi_d (\xi_{ad} + \xi_{Rd}) - (\xi_{Rd} \xi_d + \xi_s \xi_{ad})]/\Delta_d; \\ a_q &= [\rho^2 R_q + s^2 (\xi_{aq} + \xi_{Rq}) (\xi_{Rq} \xi_q + \xi_s \xi_{aq})]/\Delta_q; \\ b_q &= s \rho R_q [(\xi_{aq} + \xi_{Rq}) - (\xi_{Rq} + \xi_s \xi_{aq})]/\Delta_q; \\ \Delta_d &= (\rho R_d \xi_d)^2 + s^2 (\xi_{Rd} \xi_d + \xi_s \xi_{ad})^2; \\ \Delta_d &= \rho^2 R_q + s^2 (\xi_{Rq} + \xi_s \xi_{aq})^2, \end{aligned}$$

то мгновенные значения токов и потокосцеплений невозбужденной машины можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} i_{dU} &= \operatorname{Re} [(\gamma_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU}) - j(a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU})] e^{ist}; \\ i_{qU} &= \operatorname{Re} [(\gamma_q \Psi'_{qU} + d_q \Psi''_{qU}) - j(\gamma_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU})] e^{ist}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{dU} &= \operatorname{Re} (\Psi'_{dU} - j \Psi''_{dU}) e^{ist}; \\ \psi_{qU} &= \operatorname{Re} (\Psi'_{qU} - j \Psi''_{qU}) e^{ist}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В уравнениях (5) и (6)

$$\begin{aligned} \Psi'_{dU} &= \{(1-2s)[\rho_s a_q - \rho^2 s(a_d b_q + a_q b_d) - s^2 s(a_d + a_q)] + \\ &\quad + \rho^3 s a_d (x_q^2 + b_q^2) + s^2 s(a_d b_q - a_q b_d)\}/\Delta; \\ \Psi''_{dU} &= \{(1-2s)[(1-2s) - \rho_s b_q + \rho^2 s(a_d a_q - b_d b_q) - \\ &\quad - s^2 s(b_d + b_q)] + \rho^3 s b_d (x_q^2 + b_q^2) + s^2 s(a_d a_q + a_q^2 + b_q^2 + b_d b_q)\}/\Delta; \\ \Psi'_{qU} &= \{(1-2s)[- (1-2s) + \rho_s b_d - \rho^2 s(a_d a_q - b_d b_q) + \\ &\quad + s^2 s(b_d + b_q)] - \rho^3 s b_q (x_q^2 + b_q^2) - s^2 s(a_d a_q + a^2 d + b^2 d + b_d b_q)\}/\Delta; \\ \Psi''_{qU} &= \{(1-2s)[\rho_s a_d - \rho^2 s(a_d b_q + a_q b_d) - s^2 s(a_d + a_q)] + \\ &\quad + \rho^3 s a_q (a^2 d + b^2 d) - s^2 s(a_d b_q - a_q b_d)\}/\Delta, \end{aligned}$$

где

$$\Delta = [(1-2s) + \rho^2 s(a_d a_q - b_d b_q) - s^2 s(b_d + b_q)]^2 + \\ + [\rho^2 s(a_d b_q + a_q b_d) + s^2 s(a_d + a_q)]^2.$$

Токи и потокосцепления возбужденной машины в режиме короткого замыкания найдем из решения подсистемы уравнений (2):

$$\left. \begin{aligned} I_{dE} &= -(1-s)^2 \epsilon / [\rho^2 s + (1-s)^2 \xi_d]; \\ I_{qE} &= -(1-s) \rho_s \epsilon / [\rho^2 s + (1-s)^2 \xi_d]; \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{dE} &= \rho^2 s \epsilon / [\rho^2 s + (1-s)^2 \xi_d]; \\ \Psi_{qE} &= I_{qE}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставив значения токов и потокосцеплений из (5)–(8) в выражение (3) и выполнив необходимые преобразования, найдем:

$$m_{\text{эм}} = M_o(s) \sin(\theta_U + \alpha_0) + M_p(s) \sin(2\theta_U + \alpha_p) + M_a(s) + M_r(s). \quad (9)$$

Здесь амплитуда основного синхронного момента, пульсирующего с частотой скольжения

$$M_o = \sqrt{M_{o1}^2 + M_{o2}^2},$$

где

$$M_{o1} = -\Psi'_{dU} I_{qE} + \Psi'_{qU} I_{dE} - \Psi_{dE} (a_q \Psi'_{qU} + b_q \Psi''_{qU}) + \Psi_{qE} (a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU});$$

$$M_{o2} = \Psi''_{dU} I_{qE} - \Psi''_{qU} I_{dE} + \Psi_{dE} (a_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU}) - \Psi_{qE} (a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU});$$

амплитуда основного реактивного синхронного момента, пульсирующего с удвоенной частотой скольжения,

$$M_p = \sqrt{M_{p1}^2 + M_{p2}^2},$$

где

$$M_{p1} = 0,5 [-\Psi'_{dU} (a_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU}) - \Psi''_{dU} (a_q \Psi'_{qU} + b_q \Psi''_{qU}) + \Psi'_{qU} (a_d \Psi'_{dU} - b_d \Psi''_{dU}) + \Psi''_{qU} (a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU})];$$

$$M_{p2} = 0,5 [-\Psi'_{dU} (a_q \Psi''_{qU} + b_q \Psi''_{qU}) + \Psi'_{qU} (a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU}) - \Psi''_{qU} (a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU})];$$

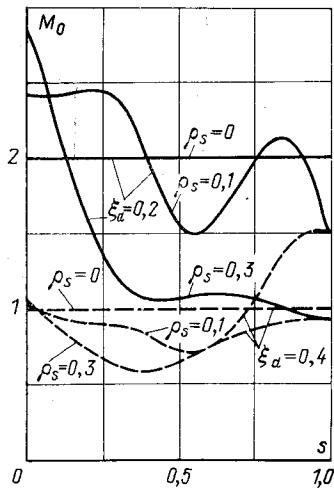


Рис. 2.

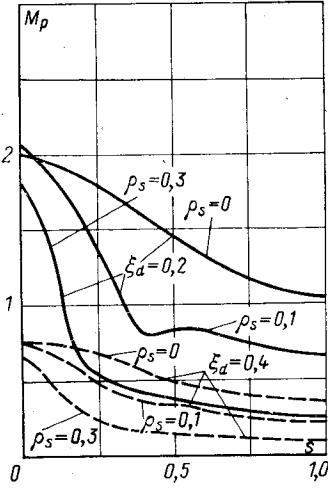


Рис. 3.

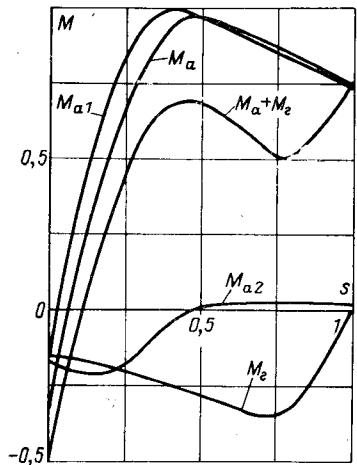


Рис. 4.

начальные фазы основного и реактивного моментов:

$$\alpha_0 = \arctg M_{o2}/M_{o1}; \quad \alpha_p = \arctg M_{p2}/M_{p1};$$

угол сдвига вектора фазного напряжения относительно попечерной оси

$$\theta_U = (st - \pi/2);$$

асинхронный момент

$$M_a = 0,5 [\Psi'_{dU} (a_q \Psi'_{qU} + d_q \Psi''_{qU}) - \Psi'_{qU} (a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi'_{dU}) + \Psi''_{dU} (a_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU}) - \Psi''_{qU} (a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU})];$$

генераторный (тормозной) момент

$$M_g = \Psi_{dE} I_{qE} - \Psi_{qE} I_{dE} = \frac{-\epsilon^2 (1-s) \rho_s [\rho_s^2 + (1-s)^2]}{[\rho_s^2 + (1-s)^2 \xi_d]^2}.$$

При использовании метода симметричных составляющих выражение для асинхронного момента можно представить в ином виде.

Согласно [Л. 2]

$$M_a = -0,25 \operatorname{Im} [(\dot{\Psi}_{dU} + j \dot{\Psi}_{qU}) (\dot{I}_{dU} + j \dot{I}_{qU}) - (\dot{\Psi}_{dU} - j \dot{\Psi}_{qU}) (\dot{I}_{dU} - j \dot{I}_{qU})] = M_{a1} + M_{a2}.$$

Используя полученные выше выражения токов и потокосцеплений, найдем:

асинхронный момент от токов прямой последовательности

$$M_{a1} = 0,25 \{ (\Psi''_{dU} - \Psi'_{qU}) [(a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU}) + (a_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU})] - (\Psi'_{dU} + \Psi'_{qU}) [(a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU}) - (a_q \Psi'_{qU} + b_q \Psi''_{qU})] \};$$

асинхронный момент от токов обратной последовательности

$$M_{a2} = 0,25 \{ (\Psi'_{dU} - \Psi''_{qU}) [(a_d \Psi''_{dU} - b_d \Psi'_{dU}) + (a_q \Psi'_{qU} + b_q \Psi''_{qU})] - (\Psi''_{dU} + \Psi'_{qU}) \times [(a_d \Psi'_{dU} + b_d \Psi''_{dU}) - (a_q \Psi''_{qU} - b_q \Psi'_{qU})] \}.$$

Приведенные выражения позволяют исследовать влияние параметров СДПМ на составляющие электромагнитного момента. В качестве примера на рис. 2—4 представлены результаты расчетов, выполненных с помощью ЦВМ, иллюстрирующие влияние параметров ξ_d и ρ_s на составляющие электромагнитного момента при фиксированных параметрах: $\xi_s = \xi_r = \rho_r = 0,1$; $\xi_{ad} = 0,9$; $\epsilon = 0,4$.

Следует отметить, что синхронные двигатели с постоянными магнитами и асинхронным пуском имеют на роторе практически полную беличью клетку, вследствие чего параметры роторных цепей по осям d и q различаются незначительно (т. е. $\xi_{rd} \approx \xi_{rq} = \xi_r$ и $\rho_{rd} \approx \rho_{rq} = \rho_r$). Кроме того, в СДПМ из-за малой магнитной проницаемости постоянных магнитов $\xi_d \leq 1$.

На рис. 2 приведены зависимости амплитуды основного пульсирующего синхронного момента в функции скольжения для $\xi_d = 0,2; 0,4$ и $\rho_s = 0; 0,1; 0,3$. Из анализа кривых рис. 2 видно, что в двигателях малой мощности ($\rho_s > 0$) при изменении частоты вращения момент M_o не остается постоянным. Зависимости $M_o = f(s)$ имеют сложный нелинейный характер. С увеличением степени возбужденностии двигателя значение момента M_o прямо пропорционально возрастает, но характер кривых не изменяется. При увеличении активного сопротивления обмотки якоря значение момента M_o уменьшается, за исключением зоны малых скольжений ($s \rightarrow 0$), где момент M_o возрастает, причем тем больше, чем меньше ξ_d . При неподвижном роторе ($s = 1$) амплитуда основного синхронного момента не зависит от степени явнополосности двигателя (от ξ_d) для любых значений ρ_s , кроме $\rho_s = 0$.

На рис. 3 приведены зависимости амплитуды реактивного пульсирующего синхронного момента от скольжения для различных значений параметров ξ_d и ρ_s . Как видно из кривых рис. 3, момент с ростом уменьшается, причем тем больше, чем выше степень явнополосности двигателя и активное сопротивление обмотки якоря.

Фазовые углы пульсирующих моментов также не остаются постоянными при изменении скольжения, причем законы изменения углов α_0 и α_p различны. Это обстоятельство значительно усложняет моделирование процесса синхронизации двигателя.

На рис. 4 приведена зависимость среднего электромагнитного момента СДПМ без учета пульсирующих составляющих от скольжения для параметров $\rho_s = 0,15$; $\xi_d = 0,3$; $\epsilon = 0,4$. Из кривых рис. 4 видно, что при явнополосном роторе асинхронный момент от токов прямой последовательности при синхронной частоте вращения — отрицательный. Согласно [Л. 4]

$$M_{a1(s=0)} = M_{a2(s=0)} = -0,25 \frac{\rho_s (\xi_d - 1)^2}{(\rho_s^2 + \xi_d)^2}.$$

Асинхронный момент от токов обратной последовательности отрицателен в диапазоне скольжений от 0 до 0,5 и положителен в диапазоне скольжений от 0,5 до 1,0. Причем в СДПМ отрицательные значения момента M_{a2} значительно превосходят положительные. Это объясняется тем, что в СДПМ электрическая асимметрия ротора невелика и при скольжениях, больших 0,5, комплексные сопротивления $\xi_d(j\omega)$ и $\xi_q(j\omega)$ мало отличаются друг от друга. При небольших скольжениях, когда демпфирующее влияние токов ротора мало, в полной мере проявляется магнитная асимметрия ротора. С увеличением активного сопротивления обмотки якоря максимум отрицательного момента M_{a2} смещается в сторону меньших скольжений. Аналогичное явление наблюдается и с максимумом генераторного (тормозного) момента [Л. 2].

Наличие генераторного момента и момента M_{a2} значительно ухудшает пусковые и синхронизирующие свойства СДПМ. Действенным средством уменьшения этих моментов является снижение степени возбужденностии и степени явнополосности двигателя. Однако это приводит, в свою очередь, к уменьше-

нию основного и реактивного синхронизирующих моментов. Таким образом, разработка СДПМ с улучшенными пусковыми и рабочими свойствами требует проведения ряда оптимизационных расчетов для выявления оптимальных параметров с последующей их реализацией.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергии. М., «Энергия», 1973. 400 с.

2. Павлюк К., Беднарек С. Пуск и асинхронные режимы синхронных двигателей. М., «Энергия», 1971. 272 с.

3. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами. М., «Энергия», 1964. 480 с.

4. Конющенко Е. В. Синхронные реактивные машины. М., «Энергия», 1970. 208 с.

[21.10.1975]



УДК 621.314.632:62-5

Об информационно-обрабатывающих возможностях устройств управления тиристорными преобразователями

НОВИК Б. Б.

Таллин

В системах авторегулирования, содержащих тиристорные преобразователи (ТП), выделим устройство управления (УУ), вырабатывающее последовательность моментов включения тиристоров, как звено обработки информации. Исходная информация о состоянии комплекса «тиристорный преобразователь — нагрузка», воспринимаемая датчиками в виде различных физических параметров, преобразуется, как правило, в аналоговые информационные сигналы, которые обрабатываются далее автоматическим регулятором. По информационно-обрабатывающим возможностям последних, а вернее по обработке информации, представленной в аналоговой форме, имеется обширная литература, поэтому представляет интерес рассмотреть возможности обработки информации непосредственно в УУ, т. е. с помощью импульсной модуляции.

Процесс обработки информации в УУ заключается в том, что выработанный автоматическим регулятором аналоговый сигнал — напряжение управления — модулирует последовательность моментов включения тиристоров преобразователя в соответствии с выбранным законом импульсной модуляции. При этом каждый из моментов последовательности формируется в результате одного шага времени-импульсного преобразования [Л. 1]. Ниже показано, что информационно-обрабатывающие возможности УУ можно значительно расширить за счет использования многошагового времязадающего преобразования или многошаговой импульсной модуляции (МИМ).

Энергетический процесс ТП в силу дискретного характера его работы обладает естественной временной модуляцией, которая несет информацию и об амплитудных изменениях процесса, и тем более о временных. В этом случае информативным параметром является отрезок времени, например длительность проводимости тока в прерывистом режиме либо длительность коммутации в непрерывном режиме, фазовый сдвиг между током и напряжением либо между двумя напряжениями, период и т. д.

Возможность использования отрезка времени как информативного параметра и практическое использование этой возможности для корректировки параметров регулятора показаны в [Л. 2]. Однако основной смысл этого использования состоит в том, чтобы оставаться в рамках непрерывной концепции поведения системы авторегулирования. В статье с учетом того обстоятельства, что периодичность естественной временной модуляции совпадает с периодичностью управления, предлагается корректировать характеристики ТП в каждом интервале дискретности. Информативные отрезки времени в указанных интервалах используются при этом для образования многошаговой импульсной модуляции. Ниже описывается процесс обработки информации в этом случае.

Многошаговая импульсная модуляция реализуется на базе интегрирующих развертывающих преобразователей (ИРП) [Л. 3], получивших широкое распространение в информационно-измерительной технике. Основным элементом ИРП является интегратор с управляемым переключателем аналоговых сигналов на входе и пороговым устройством на выходе.

В отличие от [Л. 3] нам представляется все же более наглядным описание развертывающего напряжения на выходе интегратора с помощью интегральных уравнений.

6*

В установившемся режиме выходное напряжение интегратора описывается уравнением вида

$$\sum_{i=1}^l \int_{t_{i-1}}^{t_i} k_i u_i(t) dt = u_{l+1}(t), \quad (1)$$

где l — количество шагов развертывания; $k_i = 1/R_i C$ — коэффициент, обратный постоянной интегратора по i -му входу; t_{i-1} , t_i — моменты синхронизации, соответствующие началу и концу i -го шага развертывания $t_i = t_i - t_{i-1}$, совмещенного с i -м информативным отрезком времени; $u_i(t)$ — напряжение, интегрируемое на i -м шаге (может быть либо информативным, либо опорным сигналом); $u_{l+1}(t)$ — напряжение на выходе интегратора в момент достижения напряжения сравнения (момент t_l) — может быть либо информативным, либо опорным сигналом.

Совмещая шаги развертывания с указанными выше информативными отрезками времени, интегрируя на каждом из них напряжения $u_i(t)$ и связывая их наперед заданной функциональной зависимостью, в конце каждого цикла развертывания сформируем момент включения тиристоров как результат модуляции двумя информативными параметрами — аналоговыми и временными. Таким образом, УУ, основанное на МИМ, является звеном с двумя типами информационных входов (рис. 1) в отличие от традиционных УУ на основе одношаговой импульсной модуляции.

Синхронизирующей сетью, поставляющей информацию в виде отрезков времени, может быть как цепь питания в случае ТП, ведомых сетью, так и цепь нагрузки в случае автономных инверторов. В последнем случае ТП становится ведомым нагрузкой, что обеспечивает ему значительную динамическую устойчивость [Л. 4].

Ниже рассматриваются некоторые примеры использования МИМ для случая, когда напряжение управления не изменяется в пределах интервала дискретности.

Двухшаговая развертка. В этом случае $l=2$, и выражение (1) запишется в виде

$$\int_{t_0}^{t_1} k_1 u_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} k_2 u_2(t) dt = u_3(t). \quad (2)$$

Рассмотрим несколько случаев.

1. Построим развертку в соответствии с рис. 2. Имея дополнительный контур синхронизации по току, будем изменять скорость развертки в момент окончания импульса тока в прерывистом режиме работы ТП. В этом случае подынтегральные выражения и длительность интегрирования (шагов синхронизации) будут соответственно равны:

$$u_1(t) = U_0; \quad (3)$$

$$u_2(t) = aU_0; \quad (4)$$

$$u_3(t) = U_y; \quad (5)$$

$$k_1 = k_2 = k; \quad (6)$$

$$t_1 - t_0 = (\theta - \Delta)/\omega; \quad (7)$$

$$t_2 - t_1 = \Delta/\omega; \quad (8)$$

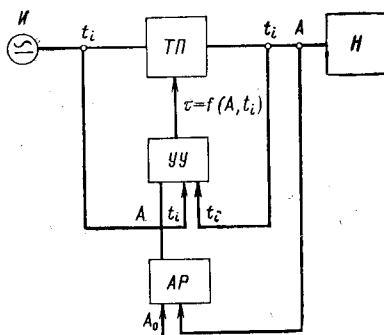


Рис. 1. Структурная схема авторегулирования, содержащая тиристорный преобразователь ТП.

I — источник питания; AP — автоматический регулятор; H — нагрузка; $УУ$ — устройство управления; A — аналоговый информативный сигнал; t_i — временной информативный сигнал; A_0 — задание.

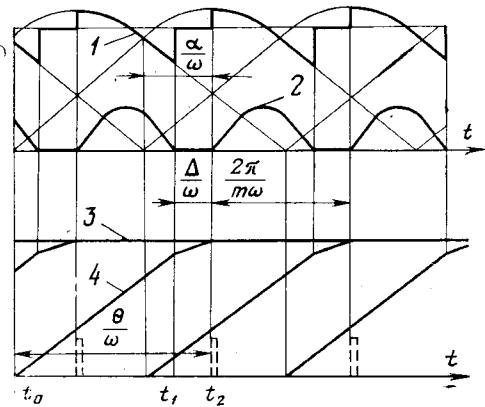


Рис. 2. Коррекция фазового управления по току нагрузки.
1 — линейные напряжения; 2 — ток нагрузки; 3 — напряжение управления; 4 — напряжение развертки (на входе интегратора).

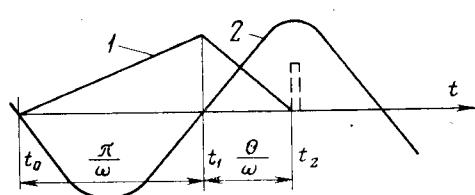


Рис. 3. Частотно-независимое фазовое управление.
1 — двухшаговая развертка (напряжение на выходе интегратора); 2 — синхронизирующее напряжение.

где U_0 — опорное напряжение, интегрируемое на первом шаге; $a = \frac{u_2(t)}{u_1(t)}$ — отношение напряжений, интегрируемых на втором

и первом шагах; $k = 1/RC$ — коэффициент, обратно пропорциональный постоянной интегратора; $\theta = a + \pi/2 - \pi/m$ — угол, отсчитываемый от момента перехода через нуль синхронизирующего напряжения; $\Delta = 2\pi/m - \lambda$ — угол непроводимости тиристоров.

Интегрируя (2) с учетом обозначений (3) — (8), получаем:

$$kU_0 \left(\frac{\theta - \Delta}{\omega} + a \frac{\Delta}{\omega} \right) = U_y. \quad (9)$$

Из (9) с учетом выражений для θ и Δ следует, что

$$a = \frac{\omega U_y}{k U_0} + 2 \left(\frac{\pi}{m} - \frac{\lambda}{2} \right) (1 - a) - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}. \quad (10)$$

Как видно из (10), введение второго шага развертывания, начиная с момента прерывания тока, позволяет получить при-

ращение угла управления a при изменениях угла проводимости λ , причем приращение будет зависеть от задаваемого коэффициента a отношения скоростей развертки на втором и первом шагах.

Подставим (10) в известное выражение для выпрямленного напряжения m -фазного преобразователя [Л. 5]:

$$U_d = E_m \frac{\sin \frac{\lambda}{2}}{\lambda/2} \cos \left[\frac{\omega U_y}{k U_0} + \left(\frac{\pi}{m} - \frac{\lambda}{2} \right) (1 - 2a) - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right]. \quad (11)$$

Из (11) следует, что при $a = 0,5$ подкосинусная функция не зависит от изменений угла проводимости λ , что обеспечивает повышение жесткости внешней характеристики преобразователя.

Еще в большей степени можно повысить жесткость при выборе $a < 0,5$, тогда, например, при уменьшении λ сомножитель $\sin \frac{\lambda}{2} / \frac{\lambda}{2}$ увеличивается, а \cos уменьшается, чем достигается большая компенсация.

Как легко заметить, описанный простейший способ компенсации является приближенным, поскольку линейной разверткой нельзя учесть нелинейность регулировочной характеристики преобразователя. Однако, интегрируя на информативных отрезках времени сигналы, которые определяют нелинейность характеристики ТП (например, синусоидальное выходное или питающее напряжение), можно достичь точной компенсации, как это сделано в [Л. 6].

2. Для развертки, изображенной на рис. 3, в качестве пределов интегрирования и подынтегральных выражений приняты следующие:

$$u_1(t) = U_y; \quad (12)$$

$$u_2(t) = -U_0; \quad (13)$$

$$u_3(t) = 0; \quad (14)$$

$$t_1 - t_0 = \pi/\omega; \quad (15)$$

$$t_2 - t_1 = \theta/\omega. \quad (16)$$

Интегрируя (2) с учетом (12) — (16), получаем:

$$k \left[U_y \frac{\pi}{\omega} - U_0 \frac{\theta}{\omega} \right] = 0, \quad (17)$$

откуда с учетом выражения для θ находим:

$$\theta = \pi \left(\frac{U_y}{U_0} - \frac{1}{2} + \frac{1}{m} \right). \quad (18)$$

Из (18) следует, что введение дополнительного шага развертки и совмещение его с полупериодом синхронизирующего напряжения делает угол управления независимым от изменений частоты синхронизирующего напряжения [сравните с (10)]. Аналогичная возможность указана в [Л. 7].

3. В некоторых случаях необходимо угол управления корректировать по изменениям частоты. Задержим начало развертки на время $t_0 = 2\pi/\omega_0$, тогда, используя (17) и подставляя вместо π/ω значение $(\pi/\omega - 2\pi/\omega_0)$, получаем:

$$\theta = \pi \frac{U_y}{U_0} [(1 - 2a) - 2\delta], \quad (19)$$

где $\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ — относительное изменение частоты синхронизирующего напряжения.

Выбирая величину задержки (коэффициента a), можно обеспечить необходимое приращение угла управления при изменении частоты. Если требуется нелинейная коррекция, то на вход интегратора во время задержки можно подключать напряжение $u(t)$, имеющее заданный закон изменения во времени и при необходимости связанное функционально с напряжениями, интегрируемыми на двух других шагах (см. трехшаговую развертку).

О другом важном свойстве данного типа развертки следует заметить особо. Как видно из (17) и (18), угол θ не

зависит также от нестабильности и допуска RC -цепи интегратора. Остальные погрешности, обусловленные переключателем аналоговых сигналов и пороговым устройством, весьма малы (см., например, [Л. 8]), поэтому многоканальное УУ, состоящее из ИРП данного типа (у которых развертка начинается и заканчивается на одном и том же уровне напряжения, что соответствует условию $u(t_0) = u(t_1)$, имеют высокую стабильность, а погрешность асимметрии сводится к погрешности синхронизирующих устройств.

Трехшаговая развертка. В этом случае $l=3$, и выражение (1) запишется в виде

$$\int_{t_0}^{t_1} k_1 u_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} k_2 u_2(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} k_3 u_3(t) dt = u_4(t). \quad (20)$$

Если построить трехшаговую развертку, представляющую собой комбинацию рассмотренных выше двух типов разверток, то фазовое управление будет в большой мере обеспечивать инвариантность внешней характеристики ТП относительно изменений проводимости тока нагрузки и частоты синхронизирующего напряжения.

Последний тип управления был испытан автором на работающих в промышленных условиях автономном резонансном инверторе в прерывистом режиме. При изменении в ходе технологического цикла паузы тока в 2 раза и частоты на 10% жесткость выходного напряжения обеспечивалась в пределах 5%.

Очевидно, прием программного изменения скорости развертки в течение информативных отрезков применим к любому типу импульсной модуляции (ШИМ, ЧИМ), но здесь не рассматривается.

Дальнейшее увеличение шагов развертывания в пределах одного цикла время-импульсного преобразования ограничивается наличием имеющихся информативных отрезков времени энергетического процесса, а также соображениями технико-экономической целесообразности.

Рассмотренные примеры, число которых можно продолжить, показывают, что использование временных информативных параметров на входе УУ наряду с аналоговыми придает

ему свойства системы регулирования с компенсацией по возмущению. При этом амплитудные изменения энергетического процесса ТП, обусловленные естественной временной модуляцией, компенсируются в каждом интервале дискретности благодаря измерению параметров указанной модуляции, причем компенсирующим каналом, в котором обрабатывается информация об измеренных параметрах, является многошаговая развертка. Если же стабилизируемым параметром являются сами временные величины, например фаза или период энергетического процесса, то, используя контур синхронизации как цепь обратной связи, а в виде задания — образцовый отрезок времени, пропорциональный задаваемому периоду или фазе указанного процесса, с помощью МИМ можно непосредственно во времени форме осуществить регулирование по отклонению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Темников Ф. Е. Теория развертывающих систем. М., Госэнергоиздат, 1966.
2. Каган В. Г. Нелинейная дискретная коррекция для систем автoreгулирования вентильными преобразователями. — «Автоматика и телемеханика», 1964, № 11.
3. Шахов Э. К. Основные закономерности интегрирующих развертывающих преобразований. Информационно-измерительные системы. Межвузовский сборник трудов. Пенза, 1974.
4. Ковалев Ф. И. и др. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением. М., «Энергия», 1972.
5. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.
6. Способ управления стабилизированными преобразователями в режиме прерывистых токов. — «Электричество», 1975, № 10. Авт.: Ф. И. Ковалев, Г. М. Мустафа, В. И. Завьялов, И. М. Шаранов.
7. Волгин Л. И. Фазо-импульсный модулятор с линейной функцией преобразования. Сборник научно-технических статей. Системы и элементы автоматики. Таллин, 1972.
8. Тарасов В. П. Исследование одного метода преобразования напряжения в код. — «Измерительная техника», 1969, № 12.

[2.8.1976]

УДК [62-83:621.314.632].001.57

Применение бесконтактных моделей управляемых вентилей для построения аналоговых схем тиристорных преобразователей

Доктор техн. наук КОРЫТИН А. М., кандидаты техн. наук ЛАДЫГИН Л. Е., РАДИМОВ С. Н., ШАПАРЕВ Н. К.

Одесса

Исследования на аналоговых вычислительных машинах (АВМ) автоматизированных тиристорных электроприводов либо управляемых тиристорных преобразователей, пытающих различные объекты, требуют разработки унифицированных моделей управляемых вентилей. Анализ таких моделей [Л. 1 и 2 и др.] позволяет выявить ряд общих недостатков, к основным из которых относятся: необходимость создания сложных специальных моделей импульсного управления m -фазными преобразователями; включение в схему АВМ двухобмоточных реле, имеющих разброс времени срабатывания контактов; большое число операционных усилителей в схеме модели.

Отсюда появляются неудобства при наборе и оглавлении схемы, снижается надежность работы модели, возникают погрешности, связанные с разбросом параметров реле и необходимость применения АВМ с большой решающей способностью, либо соединения нескольких машин общего назначения при моделировании тиристорных преобразователей совместно с цепями нагрузки.

Ниже изложены принципы построения моделей тиристоров, основной особенностью которых является отсутствие контактных элементов, совмещение силовой цепи и цепи фазного управления, построенной по принципу вертикального управления.

Анализируя физику процесса выпрямления переменного тока тиристором при активно-индуктивной нагрузке в цепи

выпрямленного тока, можно сформулировать требования, которым должна удовлетворять модель управляемого вентиля и построенные на ее базе аналоговые схемы преобразователей:

модель должна обеспечивать подачу питания на нагрузку в области положительных анодных напряжений при различных углах управления α ;

для активной нагрузки модель должна имитировать запирание вентиля при переходе мгновенных значений анодного напряжения из области положительных значений в область отрицательных;

при активно-индуктивной нагрузке протекание тока должно обеспечиваться при углах $\alpha=0 \pm 2\pi/m$, считая от момента естественной коммутации неуправляемого выпрямителя; это необходимо, так как в режиме непрерывных токов для m -фазных схем преобразователя вентиль, открытый в положительный полупериод анодного напряжения, пропускает ток до тех пор, пока не включится в работу вентиль следующий по порядку фазы.

Перечисленным выше требованиям удовлетворяет бесконтактная модель тиристора, схема которой описана в [Л. 3]. Работу модели управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке удобно рассмотреть на примере аналоговой схемы рис. 1 для достаточно простого и в то же время широко применяемого трехфазного преобразователя с нулевым

Номер схемы	Схема преобразователя	Принципиальная схема преобразователя	Число элементов модели				Выходное напряжение модели
			интеграторов	инверторов	сумматоров	диодов	
1	Трехфазная с нулевым проводом		3	3	1	12	
2	Трехфазная мостовая полууправляемая		3	3	2	15	
3	Трехфазная мостовая полууправляемая с вентилем в нулевом проводе		3	4	3	17	
4	Трехфазная мостовая		6	4	2	24	
5	С широтно-импульсным управлением		1	—	1	2	

проводом (см. таблицу п. 1). На каждую фазу этой схемы приходится одна модель тиристора. В этой схеме диод D_1 отсекает отрицательную полуволну подведенного к модели переменного входного напряжения фазы A U_a (анодное напряжение), пропуская положительную полуволну на вход сумматора I лишь при условии, что диод D_2 закрыт. Состояние последнего определяется потенциалом точки A . Например, диод D_2 будет закрываться 1 раз за период изменения входного напряжения, начиная с того момента, когда положительное напряжение на выходе интегратора $3 U_c$ (напряжение синхронизации) превысит по модулю отрицательное напряжение управления U_y . При запирании диод D_2 перестает шунтировать входные цепи модели, и напряжение начинает поступать через диод D_1 на выходной сумматор I . Угол управления α регулируется изменением значения управляющего напряжения, так как последнее определяет момент закрытия диода D_2 . Таким образом, описанная часть модели управляемого вентиля позволяет учесть форму выпрямленной э. д. с. и исследовать работу управляемого вентиля на активную нагрузку.

Цепь, состоящая из резисторов R_8 , R_9 и диодов D_3 , D_4 , предназначена для моделирования отрицательных значений выпрямленной э. д. с. (инверторный режим). На входы моде-

лей тиристоров подаются напряжения, сдвинутые на угол $2\pi/m$. В пределах от $\pi/6$ до π моделируется выпрямительный режим с помощью диодов D_1 и D_2 . Инверторный режим моделируется с помощью диодов D_3 и D_4 в интервале от π до $\pi+2/3\pi$. В этом режиме диод D_3 пропускает ток при отрицательной полуволне напряжения U_a до тех пор, пока заперт диод D_4 . Когда потенциал точки B , определяемый разностью сигнала управления и сигнала синхронизации на выходе интегратора модели фазы B , становится положительным, диод D_4 открывается и шунтирует отрицательную полуволну входного напряжения U_a модели фазы A . В это же время положительная полуволна входного напряжения фазы B начинает поступать на выходной сумматор. Поочередное подключение в заданной последовательности к выходному сумматору обеспечивается диодными логическими схемами ИЛИ.

Аналоговая схема m -фазного преобразователя с нулевым проводом строится аналогично рассмотренной. В таблице для рассматриваемой схемы преобразователя приведена осциллограмма полученного на модели выпрямленного напряжения и указывается необходимое число элементов для набора модели на АВМ.

Предложенная модель тиристора выгодно отличается от известных меньшим числом операционных усилителей, отсутствием реле и контактов, простотой системы фазового управления и, следовательно, повышенной надежностью и удобством наладки. Совпадение экспериментальных исследований и результатов расчетов на модели позволяет рекомендовать ее для синтеза аналоговых схем преобразователей любого класса. В тех случаях, если качество интеграторов в аналоговой машине невысокое и возникает «плавание» синхронизирующего напряжения, может быть использована модификация схемы рис. 1. В этой схеме вместо интеграторов 3 и инверторов 2 используются сумматоры, на которые подают алгебраическую сумму напряжений двух других фаз и напряжение смещения, равное амплитуде входного напряжения. При этом полностью сохраняется принцип работы модели и обеспечивается выполнение ненулевых начальных условий фаз *B* и *C*.

Схема модели, приведенная на рис. 1, может быть принята в качестве базовой при построении аналоговых схем мостовых трехфазных тиристорных преобразователей (см. таблицу, пп. 2—4).

Полууправляемая мостовая схема преобразователя (см. таблицу, п. 2) отличается от трехфазной с нулевым проводом

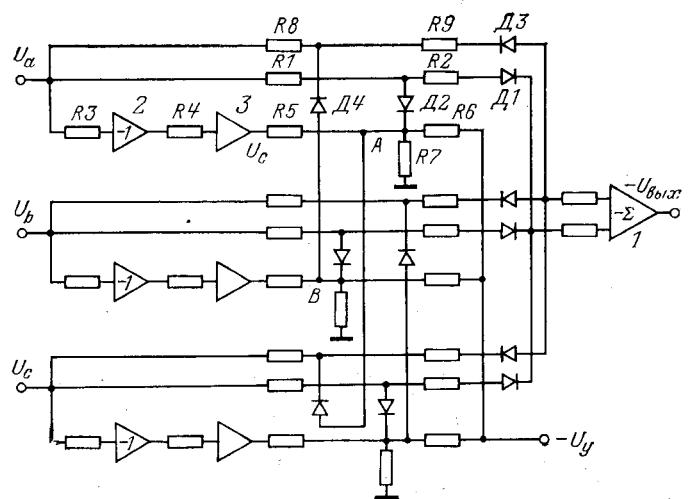


Рис. 1. Схема модели трехфазного тиристорного преобразователя с нулевым проводом.

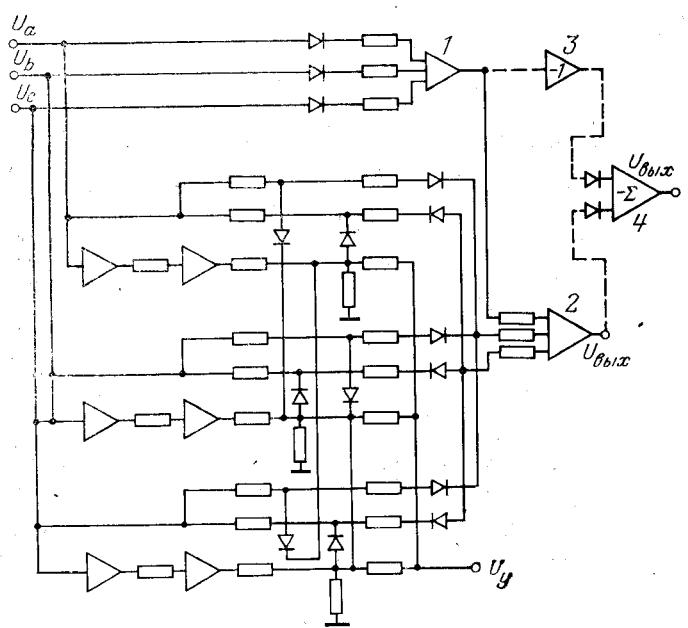


Рис. 2. Схема модели полууправляемого трехфазного мостового преобразователя (— — — с вентилем в нулевом проводе).

наличием анодной диодной группы. В соответствии с этим аналоговая схема такого преобразователя содержит дополнительно модель вентильной неуправляемой группы (рис. 2, сплошные линии).

Некоторую специфику имеет модель полууправляемого трехфазного мостового преобразователя с вентилем в нулевом проводе. Схема преобразователя приведена в таблице п. 3. Из-за наличия вентиля в нулевом проводе при полностью закрытых тиристорах катодной группы схема эквивалентна неуправляемой трехфазной с нулевым проводом, т. е. в схеме ограничивается нижний предел выпрямленного напряжения. Регулирование напряжения вверх от минимального осуществляется при открытии тиристоров. Свойство преобразователя ограничивать нижний предел выпрямленного напряжения позволяет применять его для питания обмоток возбуждения двигателей с ограничением минимально допустимого тока возбуждения при его регулирования. Особенности этой схемы нашли свое отражение на аналоговой модели (см. рис. 2 — пунктир). На выходе сумматора 2 действует напряжение полууправляемого мостового преобразователя, на выходе сумматора 1 — напряжение неуправляемого преобразователя с нулевым проводом. Указанные напряжения с одинаковой полярностью поступают к выходному сумматору 4 через диодную схему ИЛИ, которая пропускает большее из этих напряжений. Осциллограмма моделируемого напряжения для этой схемы (таблица, п. 3) показана при частично открытых тиристорах.

Аналоговая схема трехфазного симметричного мостового преобразователя (таблица, п. 4), формируется из двух моделей, показанных на рис. 1: по одной на катодную и анодную группы [Л. 4]. Согласующие инверторы являются общими для

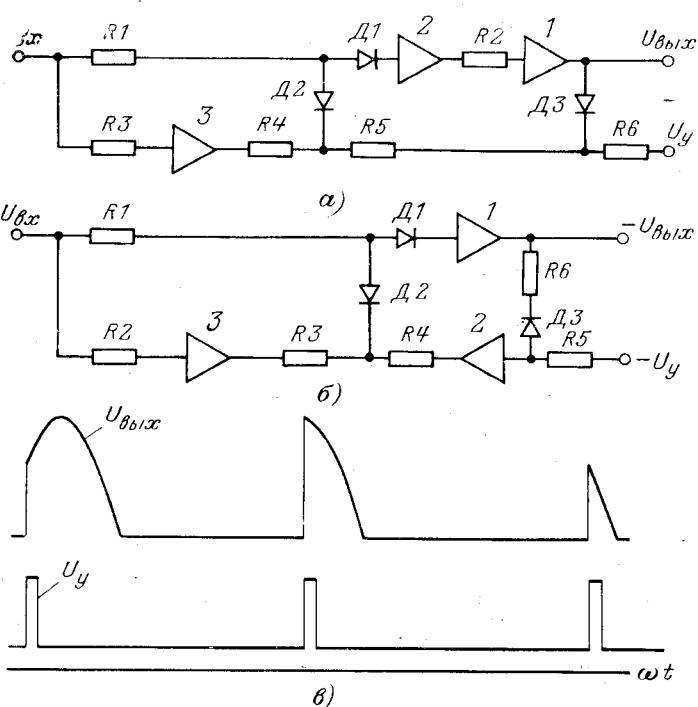


Рис. 3. Схема модели тиристора, управляемого коротким импульсом (а, б) и осциллограмма ее работы (в).

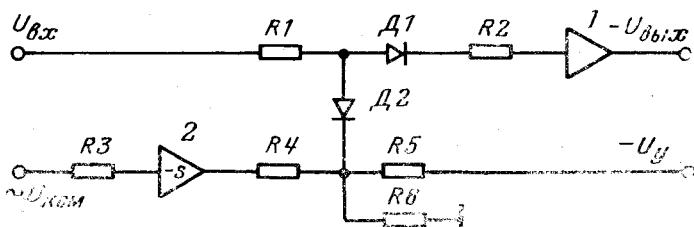


Рис. 4. Схема модели широтно-импульсного преобразователя.

обеих групп, в связи с чем уменьшается на три число операционных усилителей. Дополнительный операционный усилитель обеспечивает изменение полярности напряжения для управления анодной группой вентиляй. Таким образом, в этой наиболее сложной схеме при моделировании на один управляемый вентиль требуется два операционных усилителя. Выходное напряжение преобразователя, определяемое разностью потенциалов катодной и анодной групп, может быть в зависимости от желаемой полярности на модели получено на выходном сумматоре любой группы.

Особенностью всех моделей является формирование на выходном сумматоре схемы выпрямленной э. д. с. (в. э. д. с.). Внутреннее падение напряжения в преобразователе должно быть учтено в модели нагрузки, что не представляет особых затруднений.

Модификация принципиальной схемы модели тиристора позволяет решить ряд задач моделирования с существенно различными физическими процессами и, в частности, при работе тиристоров в цепях постоянного тока. В тех случаях, когда запирание тиристоров является случайной функцией параметров схемы управления и нагрузки, модель тиристора должна запоминать подачу на нее отпирающего импульса напряжения и оставаться в проводящем состоянии до тех пор, пока ток не станет меньше удерживающего. Бесконтактная аналоговая модель тиристора строится на принципе потенциального сравнения напряжений: управляющего с запирающим и удерживающим. Особенность работы модели: изменение запирающего напряжения происходит по закону изменения входного напряжения, при этом сохраняется соотношение $U_{\text{зап}}(t) = -(1,2-1,3)U_{\text{вх}}(t)$.

Удерживающее напряжение появляется только после подачи управляющего импульса, повторяя форму выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и для надежной и четкой работы модели оно должно быть равным $U_{\text{уд}}(t) = (1,2-1,3)U_{\text{зап}}(t)$.

Настройка модели в соответствии с этими соотношениями дает возможность имитировать работу тиристора при широком диапазоне изменения формы и амплитуды входного напряжения. Например, если входное напряжение изменяется по синусоидальному закону, то подачей управляющего импульса угол управления может изменяться от 0 до 180°.

На рис. 3,а показана одна из этих схем [Л. 5]. Положительное входное напряжение меняет полярность на выходе интегратора 3 и в запирающей полярности подается на анод диода $D1$. Последний оказывается закрытым, сигналы на выводах операционных усилителей 1 и 2 равны нулю, что соответствует закрытому состоянию управляемого вентиля при подаче на него напряжения в проводящем направлении. Подача положительного управляющего сигнала U_y приводит к запиранию диода $D2$. При этом диод $D1$ открывается, и на выходе операционного усилителя 1 появляется напряжение, которое поступает через диод $D3$ в запирающей полярности на диод $D2$. Если теперь сигнал управления снять, то диод $D2$ остается закрытым, а на выходе модели тиристора сохраняется напряжение $U_{\text{вых}}$. Таким образом, при включении модели управляется с помощью коротких прямоугольных импульсов. Отключение происходит либо при изменении полярности входного напряжения (при питании переменным напряжением), либо за счет принудительной коммутации (при питании постоянным напряжением), например, под действием разряда конденсатора, как это осуществляется в реальном случае.

Принцип работы модели, схема которой показана на рис. 3,б, аналогичен описанному. Однако сигнал управления U_y поступает на диод $D2$ через операционный усилитель 2 и может быть меньшим по амплитуде, чем в схеме рис. 3,а. Обратная полярность выходного напряжения удобна при синтезе многофазных схем тиристорных преобразователей, когда необходимо осуществлять суммирование напряжений m фаз. В схемах рис. 3 диод $D3$ предотвращает влияние на выходное напряжение сигнала управления и создает цепь «памяти» открытого состояния, управляемого выпрямителя. Осциллограмма выходного напряжения модели тиристора при управлении короткими импульсами показана на рис. 3,в.

При исследовании электромеханических переходных процессов замкнутых систем с широтно-импульсными преобразо-

вателями (ШИП) вызывает трудности моделирование силовой цепи и системы управления. В связи с этим осуществляют согласование реального тиристорного преобразователя и системы управления ШИП с аналоговой вычислительной машиной, которая моделирует двигатель, цепи обратных связей, гаубогенератор и другие элементы [Л. 6]. Применение модели ШИП (рис. 4) дает возможность исследовать электропривод на АВМ без стыковки ее с реальными узлами преобразователя.

На модель подается напряжение постоянного тока $U_{\text{вх}}$. Цепь управления содержит интегратор 2, на вход которого подведено синусоидальное коммутирующее напряжение $U_{\text{ком}}$ с периодом, равным периоду коммутации ШИП. Работа узла управления основана на принципе потенциального сравнения напряжений. Включенное и отключенное состояние тиристора соответствует открытому или закрытому состоянию вентиля $D1$ под действием управляющего напряжения U_y . Как только напряжение на выходе интегратора 2 станет больше управляющего напряжения, закрывается вентиль $D2$ и прерывается подача отрицательного потенциала на анод вентиля $D1$. Последний открывается, и на выходе усилителя 1 появляется напряжение $U_{\text{вых}}$ в форме прямоугольных импульсов. Период выходного напряжения равен периоду синусоидального напряжения коммутации. Скважность определяется отношением времени включения рабочего тиристора к периоду напряжения коммутации, зависит от значения управляющего напряжения U_y и может регулироваться в пределах от 0 до 1 без каких-либо переключений в схеме модели. Осциллограмма напряжения ШИП, полученная с помощью описанной схемы при фиксированной скважности, показана в таблице п. 5.

Выводы. 1. Разработанная серия бесконтактных моделей управляемых вентилей позволяет решать задачу моделирования любого тиристорного преобразователя путем синтеза последнего из элементарных блок — схем. В связи с отсутствием внешней системы импульсно-фазового управления, реле и контактов, модели преобразователей оказываются проще, надежней при наладке и эксплуатации.

2. Моделирование тиристорных преобразователей на базе бесконтактных моделей управляемых вентилей позволяет достаточно просто реализовать замкнутые системы автоматического регулирования, для чего достаточно с помощью задающего сигнала и сигналов обратных связей изменять значение управляющего напряжения.

3. Моделируемое напряжение одного управляемого вентиля трехфазных мостовых преобразователей, широтно-импульсного преобразователя весьма точно воспроизводит реальное напряжение подобных установок. Построенные по предложенному принципу модели работают четко, стабильно, без сбоев, набор схем унифицирован и требует подключения к АВМ только внешних диодов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стульников В. И., Колчев Е. В. Моделирование полупроводниковых преобразователей. Киев. «Техника», 1971.
2. Исаков Ю. А., Жуков В. Я. Моделирование на АВМ электромагнитных процессов в цепях тиристорных преобразователей. — «Энергетика и электрификация», 1971, № 4.
3. Принципы моделирования тиристорных преобразователей на аналоговых вычислительных машинах. — «Электротехника», 1974, № 8. Авт.: А. М. Корытин, Л. Е. Ладыгин, С. Н. Радимов, Н. К. Шапарев.
4. Бесконтактное моделирование тиристорных электроприводов. — «ЭП. Электропривод», 1974, вып. 2 (28). Авт.: А. М. Корытин, Л. Е. Ладыгин, С. Н. Радимов, Н. К. Шапарев.
5. Устройство для моделирования управляемого выпрямителя. А. С. № 402883. (СССР). Опубл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 42. Авт.: А. М. Корытин, Л. Е. Ладыгин, С. Н. Радимов, Н. К. Шапарев.
6. Руденко В. С., Денисов Л. И. Импульсные преобразователи и стабилизаторы на тиристорах. Киев, «Техника», 1972.

[21 7.1976]



Об одном методе расчета электрических вентильных цепей

СОЛОВЬЕВ А. А., АСОВИЧ П. Л.

Ленинград

Широкое применение полупроводниковых приборов в современных радиоэлектронных устройствах требует совершенствования известных и создания новых методов расчета установившихся значений токов и напряжений в цепи, позволяющих еще на стадии проектирования предсказать возможные свойства схемы, а в случае необходимости и решить задачу оптимизации системы для получения заданных выходных параметров.

При этом, если основной интерес представляет гармонический состав токов (напряжений) в схеме, а проведение расчетов допускает использование ЦВМ, к применяемому методу анализа целесообразно предъявить следующие требования [Л. 1]:

максимальная простота программы для ЦВМ;
исключение необходимости проведения расчета переходного процесса;

возможность получения результата с любой заданной степенью точности и простота оценки последней;

минимальная зависимость сложности расчета от порядка цепи.

Существующие современные методы анализа, например [Л. 1], из-за своей универсальности не всегда позволяют в полной мере удовлетворять перечисленным выше требованиям. В статье дается метод расчета, отличающийся достаточной простотой и справедливый для схем, содержащих в качестве нелинейных элементов идеальные вентили и описываемых следующим дифференциальным уравнением в основной матричной форме [Л. 1]:

$$A(p)e(t) = Z(p)i(t) + u(t), \quad (1)$$

где $A(p)$ и $Z(p)$ — в общем случае дробнорациональные функции от p ; $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования; $i(t)$ и $u(t)$ — мгновенные значения тока через нелинейный элемент и напряжение на нем; $e(t)$ — входное воздействие.

Нетрудно показать [Л. 2 и 3], что с помощью уравнения (1) может быть описан широкий класс вентильных схем, транзисторные усилители и умножители частоты, смесители и многие другие радиоэлектронные устройства, содержащие полупроводниковые приборы, работающие при большом уровне сигналов.

Если считать, что $e(t) = U \cos \omega t + E$, $i(t)$ и $u(t)$ — периодические функции времени ($T = 2\pi/\omega$) и можно ввести такие линейные операторы

$$a(p) = \sum_{l=0}^L a_l p^l \text{ и } z(p) = \sum_{m=0}^M z_m p^m,$$

что $a(j\omega k) = A(j\omega k)$ и $z(j\omega k) = Z(j\omega k)$ при всех целочисленных значениях k от $-\infty$ до ∞ , то формальная запись

$$a(p)e(t) = z(p)i(t) + u(t) \quad (2)$$

означает, что имеет место следующее дифференциальное уравнение:

$$\sum_{l=0}^L a_l \frac{dt}{dl} [e(t)] = \sum_{m=0}^M z_m \frac{dt^m}{dm} [i(t)] + u(t).$$

При этом результаты расчета вынужденного периодического режима цепи, получаемые на основании решения нелинейных дифференциальных уравнений (1) и (2), полностью совпадают. В интервале времени $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$ (θ_1 и θ_2 — углы открытия и закрывания вентиля), напряжение на вентиле равно нулю и, следовательно, $a(p)e(t) = z(p)i(t)$.

Представив $e(t)$ и $i(t)$ в виде рядов Фурье в комплексной форме, выполнив операции дифференцирования и введя нормировку, найдем:

$$a'(0)E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega)e^{j\omega t} + a'(-j\omega)e^{-j\omega t}] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} z' \times \\ \times (jk\omega) I'_k e^{jk\omega t}$$

или

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} I'_k e^{jk\omega t} = a'(0)E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega)e^{j\omega t} + a'(-j\omega)e^{-j\omega t}] + \\ + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 - z'(jk\omega)] I'_k e^{jk\omega t}, \quad (3)$$

где $I'_k = I_k/U$ — нормированная комплексная амплитуда тока k -й гармоники через вентиль; $a'('k\omega) = \frac{a(jk\omega)}{z(0)}$ и $z'(jk\omega) =$

$$= \frac{z('k\omega)}{z(0)} — нормированные значения линейных операторов; \\ E' = E/U.$$

В левой части равенства (3) записан ток через вентиль, значение которого отлично от 0 только в интервале времени $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$. Поэтому при определении комплексных амплитуд тока через вентиль интегрирование целесообразно проводить только на интервале $\theta_1 - \theta_2$. Тогда

$$I'_n = \frac{1}{2\pi} \left\{ a'(0)E' \frac{e^{-jn\theta_2} - e^{-jn\theta_1}}{-jn} + a'(j\omega) \times \right. \\ \times \frac{e^{-j(n-1)\theta_2} - e^{-j(n-1)\theta_1}}{-j2(n-1)} + a'(-j\omega) \frac{e^{-j(n+1)\theta_2} - e^{-j(n+1)\theta_1}}{-j2(n+1)} + \\ \left. + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 - z'(jk\omega)] I'_k \frac{e^{j(k-n)\theta_2} - e^{j(k-n)\theta_1}}{-j(k-n)} \right\}. \quad (4)$$

Проделав очевидные преобразования, перепишем (4) в следующем виде:

$$I'_n e^{jn\theta_1} = \frac{1}{2\pi} \left\{ a'(0)E' \frac{e^{-jn\lambda} - 1}{-jn} + \right. \\ + a'(j\omega) e^{j\theta_1} \frac{e^{-j(n-1)\lambda} - 1}{-j2(n-1)} + a'(-j\omega) e^{-j\theta_1} \times \\ \times \frac{e^{-j(n+1)\lambda} - 1}{-j2(n+1)} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 - z'(jk\omega)] \times \\ \left. \times I'_k e^{jk\theta_1} \frac{e^{j(k-n)\lambda} - 1}{-j(k-n)} \right\},$$

где $\lambda = \theta_2 - \theta_1$ — угол горения вентиля.

Далее, обозначив $I'_{-m} e^{jm\theta_1} = I''_m$, окончательно получим:

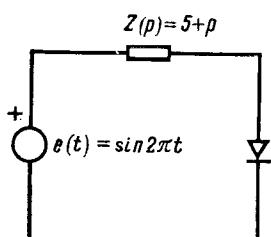
$$I''_n = \frac{1}{2\pi} \left\{ a'(0)E' \frac{e^{-jn\lambda} - 1}{-jn} + a'(j\omega) e^{j\theta_1} \frac{e^{-j(n-1)\lambda} - 1}{-j2(n-1)} + \right. \\ + a'(-j\omega) e^{-j\theta_1} \frac{e^{-j(n+1)\lambda} - 1}{-j2(n+1)} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 - z'(jk\omega)] \times \\ \times I''_k \frac{e^{j(k-n)\lambda} - 1}{-j(k-n)} \left. \right\}. \quad (5)$$

Переход от равенства (4) к (5) означает смещение по оси $j\omega t$ на угол θ_1 входного напряжения и импульса тока через вентиль.

Полученное равенство (5) позволяет составить систему уравнений, связывающих комплексные амплитуды тока через вентиль с параметрами линейной части схемы, углом открывания и горения вентиля.

Для упрощения дальнейшего анализа аппроксимируем линейный оператор $z'(p)$ другим, совпадающим с ним на частотах первых N гармоник, а далее равным 1, т. е.

$$\begin{cases} z'(jk\omega) = z'('k\omega) \text{ при } |k| \leq N, \\ z'(jk\omega) = 1 \text{ при } |k| > N. \end{cases} \quad (6)$$



Расчетное значение параметра

Метод расчета	Расчетное значение параметра		
	$I_0 \frac{z(0)}{U}$	Модуль $(\frac{I_{12}(0)}{U})$	Фаза $(\frac{I_{12}(0)}{U})$
Предлагаемая методика	$N = 1$ $N = 2$ $N = 3$	0,2696 0,26687 0,24845	0,42352 0,36938 0,36191
Метод припасовывания		0,2544	0,36155
			43,6°

В [Л. 1] показана правомерность такой аппроксимации и приведены необходимые соотношения для оценки точности получаемых результатов. С учетом сказанного при известных θ_1 и λ первые N комплексных амплитуд тока через вентиль (их вещественные и мнимые составляющие) могут быть найдены путем решения системы $2N$ линейных уравнений, получаемых из (5) заменой пределов суммирования по k значениями $-N$ и N .

Постоянная составляющая и комплексные амплитуды гармоник тока с номерами выше N могут быть рассчитаны непосредственно из выражения (5), составленного для соответствующей гармоники, поскольку неизвестные токи при $n=0$ и $n>N$ оказываются не связанными с первыми N гармониками и между собой системой уравнений.

Для определения момента открывания вентиля учтем, что при $\omega t=\theta_1$ и ток, и напряжение на вентиле равны 0. При этом справедливы следующие соотношения:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} I'k e^{jk\theta_1} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I''k = 0; \quad (7)$$

$$a'(0) E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega) e^{j\theta_1} + a'(-j\omega) e^{-j\theta_1}] -$$

$$- \sum_{k=-\infty}^{\infty} z'(jk\omega) I''k = 0. \quad (8)$$

Сложив (7) и (8), с учетом (6) окончательно получим:

$$a'(0) E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega) e^{j\theta_1} + a'(-j\omega) e^{-j\theta_1}] +$$

$$+ \sum_{k=-N}^N [1 - z'(jk\omega)] I''k = 0. \quad (9)$$

Аналогичным образом нетрудно найти, что при $\omega t = \theta_2$

$$a'(0) E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega) e^{j\theta_2} + a'(-j\omega) e^{-j\theta_2}] +$$

$$+ \sum_{k=-N}^N [1 - z'(jk\omega)] I''k e^{jk\theta_2} = 0,$$

откуда следует:

$$a'(0) E' + \frac{1}{2} [a'(j\omega) e^{j\theta_1} e^{j\lambda} + a'(-j\omega) e^{-j\theta_1} e^{-j\lambda}] +$$

$$+ \sum_{k=-N}^N [1 - z'(jk\omega)] I''k e^{jk\lambda} = 0. \quad (10)$$

Анализ выражений (9) и (10) показывает, что они являются линейными как относительно вещественных и мнимых частей комплексных амплитуд гармоник тока через вентиль, так и относительно функций $\text{Re}(e^{j\theta_1})$ и $\text{Im}(e^{j\theta_1})$. Таким образом, нахождение гармонического состава тока через нелинейный элемент и определение функций $\text{Re}(e^{j\theta_1})$ и $\text{Im}(e^{j\theta_1})$ при каждом заданном λ сводится к решению системы $2N+2$ линейных уравнений, получаемых из (5) с учетом (6), (9) и (10). Критерием истинности решения может служить выполнение следующего очевидного равенства:

$$[\text{Re}(e^{j\theta_1})]^2 + [\text{Im}(e^{j\theta_1})]^2 = 1.$$

В тех случаях, когда $E'=0$ (т. е. в схеме действует только источник гармонического напряжения), правые части уравнений, входящих в систему, равны нулю.

При этом комплексные амплитуды гармоник тока через вентиль и функции $\text{Re}(e^{j\theta_1})$ и $\text{Im}(e^{j\theta_1})$ могут быть отличны от нуля только в том случае, когда главный определитель получаемой системы уравнений равен нулю. Это является условием, позволяющим найти λ при заданных значениях $a'(j\omega)$ и $z'(jk\omega)$. Далее уже при известном λ находится значение θ_1 , удовлетворяющее системе уравнений, составленной из (5), и одному из уравнений (9) или (10).

В таблице представлены результаты расчета постоянной составляющей и модуля и фазы первой гармоники тока через вентиль в схеме (см. рисунок), выполненного с помощью метода припасовывания и описанного выше алгоритма.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилов Л. В. Электрические цепи с нелинейными R элементами. М., «Связь», 1974.
2. Соловьев А. А., Асович П. Л. Гармонический анализ токов и напряжений в мощных широкополосных транзисторных усилителях при большом уровне сигнала. — Изв. ЛЭТИ, 1974, вып. 139.
3. Грибов Э. Б. Нелинейные явления в приемопередающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. М., «Связь», 1971.

[7.5.1976]



Библиография

УДК 621.319.4.01

КУЧИНСКИЙ Г. С., НАЗАРОВ Н. И., НАЗАРОВА Г. Т., ПЕРЕСЕЛЕНЦЕВ И. Ф. СИЛОВЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНДЕНСАТОРЫ

М., «Энергия», 1975. 247 с.

Книга написана авторами, имеющими многолетний опыт создания и исследования силовых конденсаторов. Она состоит из предисловия, 12 глав и списка литературы, охватывающего 156 наименований.

В первой главе под названием «Общие сведения о силовых конденсаторах» изложена в очень сжатой форме история развития силовых конденсаторов.

Глава вторая — одна из самых больших в книге (более 20% объема) — посвящена описанию основных материалов, применяемых в производстве силовых конденсаторов. В этой главе использованы богатые экспериментальные данные, полученные авторами и взятые ими из технической литературы. Анализируются основные электрические свойства почти всех диэлектрических материалов, нашедших применение в силовом конденсаторостроении. Глава является одной из наиболее полных и удачно изложенных.

Глава третья посвящена вопросам кратковременной электрической прочности изоляции силовых конденсаторов. В краткой форме изложены основные результаты исследований влияния толщины и площади диэлектрика, температуры, частоты и формы воздействующего напряжения на кратковременную электрическую прочность силовых конденсаторов.

Глава четвертая посвящена частичным разрядам в изоляции конденсаторов — весьма важная тема, на которую в настоящее время обращают большое внимание советские и зарубежные специалисты.

В главе пятой приводится общий принцип, лежащий в основе проектирования силовых конденсаторов для заданных условий и режима работы.

Вопросам тепловых процессов посвящена глава шестая, в которой рассмотрены потери в конденсаторах при синусоидальной и сложной формах кривой напряжения, приведены теплофизические характеристики конденсаторных материалов, дан расчет коэффициентов теплопроводности различных участков секций, указаны коэффициенты теплообмена конденсаторов с охлаждающей средой и т. д.

В седьмой главе рассмотрены: особенности теплового расчета и уравнения теплопроводности; приближенные методы теплового расчета; графоаналитический метод определения границы термической устойчивости; тепловой расчет электротермических конденсаторов; методы улучшения теплоотвода; нестационарный тепловой режим конденсатора и т. д.

Глава восьмая посвящена расчету индуктивности конденсаторов. Она содержит подробные сведения по расчету индуктивностей элементов конструкции конденсатора.

Вопросы перегрузочных характеристик силовых конденсаторов рассмотрены в главе девятой, в которой приведены количественные соотношения между температурой изоляции и мощностью перегрузки,

Представляют определенный интерес результаты исследования срока службы и надежности силовых конденсаторов, изложенные в главе десятой.

На основании результатов исследований, изложенных в предыдущих главах, в главе одиннадцатой авторы приводят рекомендации по выбору допустимой рабочей напряженности электрического поля в конденсаторах, работающих при переменном, постоянном и импульсном напряжениях.

Двенадцатая глава книги посвящена вопросам испытаний силовых и импульсных конденсаторов. Основное внимание уделено специальным методам испытания конденсаторов на термическую стабильность и методам исследования характеристик частичных разрядов.

Таким образом, в рецензируемой книге изложены почти все основные вопросы теории и проектирования силовых конденсаторов.

Следует отметить, что в книге впервые изложен ряд вопросов силовых конденсаторов, которые до настоящего времени освещались только в периодической печати. К их числу, по нашему мнению, следует отнести: исследование современных материалов, применяемых в силовых конденсаторах, а также влияние технологических факторов на характеристики диэлектриков; изучение частичных разрядов в силовых конденсаторах с бумажной изоляцией и с синтетической пропиткой при различных формах воздействующего напряжения с учетом влияния различных технологических факторов; исследование теплофизических характеристик секций и конденсаторов; расчет индуктивности с учетом конструктивных особенностей конденсаторов; общие закономерности старения и надежности силовых конденсаторов; особенности испытания силовых конденсаторов.

Укажем на следующие недостатки книги: неравномерность детализации изложения материалов по главам; недостаточно полное освещение конструкции конденсаторов; отсутствие частотных характеристик материалов, применяемых в конденсаторах повышенной частоты.

Кроме того, при рассмотрении некоторых вопросов не охвачены все сведения периодической печати. Таковы, в частности, вопросы расчета потерь в конденсаторах при несинусоидальной форме напряжения, вопросы теплового расчета и расчета теплового пробоя.

В заключение следует отметить, что издание книги является заметным событием в технической литературе, посвященной конденсаторостроению. По нашему мнению, книга с большим интересом будет прочитана специалистами и студентами вузов.

Кандидаты техн. наук АКОПЯН В. А., ЧАТИНЯН Ю. С.



Хроника

ПРОФЕССОР ДМИТРИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ АРЗАМАСЦЕВ

(К 60-летию со дня рождения)

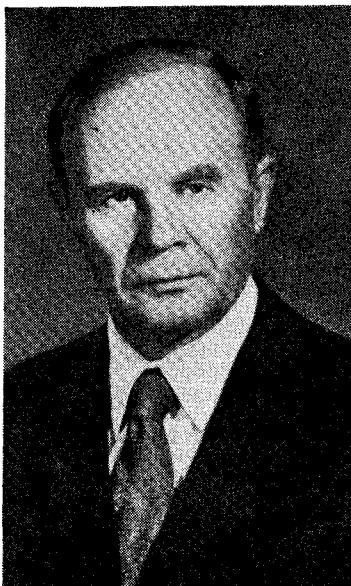
В октябре 1976 г. исполнилось 60 лет со дня рождения и 40 лет производственной, педагогической и научной деятельности профессора, доктора технических наук Арзамасцева Дмитрия Александровича.

После окончания Уральского политехнического института им. С. М. Кирова в 1940 г. Д. А. Арзамасцев работал инженером, диспетчером и начальником службы режимов объединенных энергосистем Урала. С 1950 г. его деятельность протекала в УПИ им. С. М. Кирова. В 1952 г. он защитил кандидатскую диссертацию, в 1954 г. ему было присвоено ученое звание доцента. С 1954 г. он заведует кафедрой электрических станций, сетей и систем.

В начале 60-х годов Д. А. Арзамасцев с большой группой учеников развернул широкие исследования по применению математических методов и вычислительных машин в электроэнергетике. Эти исследования принесли Д. А. Арзамасцеву и созданной им научной школе широкую известность.

В 1969 г. Д. А. Арзамасцев защитил докторскую диссертацию, а в 1970 г. ему было присвоено ученое звание профессора.

В исследованиях Д. А. Арзамасцева впервые решены многие принципиально важные проблемы по применению новейших математических и экономических методов на основе использования вычислительных машин для оптимизации режимов и развития энергосистем.



Д. А. Арзамасцев подготовил 17 кандидатов технических наук, он является научным руководителем большой группы аспирантов и соискателей. Под руководством Д. А. Арзамасцева создана единственная на Урале крупная исследовательская лаборатория физического моделирования энергосистем. Он являлся научным руководителем отделения электроэнергетических систем

проблемной лаборатории электрических машин и аппаратов УПИ.

За время инженерной и научной деятельности Д. А. Арзамасцев опубликовал свыше 170 научных трудов, в том числе доклады на международных конференциях. Им также опубликовано 12 крупных учебных пособий по курсам специальности. Он известен как блестящий лектор, читающий на высоком уровне целый ряд основных дисциплин специальности «Электрические системы», а созданный им курс «Модели оптимального развития энергосистем» включен МВ и ССО СССР в учебный план специальности для всех вузов страны.

Д. А. Арзамасцев — член президиума и заместитель председателя Научно-методического совета по высшему электроэнергетическому образованию МВ и ССО СССР и председатель комиссии по электрическим системам этого Совета; член президиума секции энергетики и электротехники Научно-технического совета МВ и ССО СССР; член президиума и председатель секции электрических систем Головного совета по энергетике МВ и ССО РСФСР; председатель специализированного Ученого совета по защите диссертаций.

Научная, учебно-воспитательная и общественная работа Д. А. Арзамасцева отмечена тремя правительственными наградами, медалями ВДНХ. За успешную подготовку инженерных кадров для МНР Д. А. Арзамасцев награжден Почетной грамотой Совета Министров Монгольской Народной Республики.

Группа товарищей



ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

В издательство «Энергия» поступают письма читателей с просьбой продлить прием заказов на узкоспециальную литературу, объявленную во второй части плана выпуска литературы 1977 года.

В связи с этим издательство сообщает порядок определения тиражей и выполнения заказов на эту литературу. Тираж на узкоспециальную литературу устанавливается соответственно количеству поступивших заказов в течение всего года по мере подписания книг в печать, поэтому издательство не гарантирует выполнение заказов на уже вышедшие книги и на книги, тираж которых определен. Только в случае поступления многочисленных запросов на такие книги их тираж будет увеличен.

МИХАИЛ ПОЛИЕВКОВИЧ КОСТЕНКО

Советская наука понесла тяжелую утрату. 18 декабря 1976 г. после тяжелой болезни скончался выдающийся ученый в области электротехники и электроэнергетики, создатель и руководитель крупнейшей в СССР школы электромашиностроителей, Герой Социалистического Труда, лауреат Ленинской и Государственных премий СССР, действительный член (академик) Академии наук СССР, доктор технических наук, профессор Костенко Михаил Полиевкович.

М. П. Костенко родился в декабре 1889 у. в Белгородской области в семье земского врача. Окончив Белгородскую гимназию в 1907 г., он учился в Петербургском университете и Петербургском электротехническом институте. В 1910 г. был арестован за участие в студенческом революционном движении и выслан в Чердынский уезд Пермской губернии.

В 1913 г. М. П. Костенко вернулся из ссылки в Петербург и поступил вольнослушателем в Политехнический институт, который успешно закончил в 1918 г. и был оставлен преподавателем на кафедре электрических машин. Уже в это время М. П. Костенко был известен как способный специалист и изобретатель. Им был предложен коллекторный компенсированный генератор переменной частоты, создан первый в мире ударный генератор.

В 1922—1924 гг. М. П. Костенко, будучи в командировке в Англии, разработал импульсный генератор, коллекторный генератор и другие машины.

В 1924 г. М. П. Костенко возобновил работу в Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина. В 1927 г. он был утвержден доцентом, а в 1930 г. профессором и заведующим кафедрой электрических машин.

Одновременно с 1924 г. М. П. Костенко работал на заводе «Электросила» в должности инженера по расчету специальных электрических машин, а затем заведующим общезаводским бюро исследований. Здесь он провел исследования работы асинхронных машин при переменной частоте, принял деятельное участие в разработке и создании новой отечественной серии турбогенераторов, продолжал разработки в области коллекторных машин. Созданная им в эти годы теория всеобщего трансформатора явилась общей теоретической базой для анализа работы вращающихся машин переменного тока, а изданная в 1933 г. монография «Коллекторные машины переменного тока» стала наиболее полным пособием при изучении этой области электромашиностроения.

М. П. Костенко был предложен и обоснован новый метод косвенных тепловых испытаний асинхронных машин. Разработанный метод был в дальнейшем использован на заводском стенде или на месте установки.

Уже к 1935 г. под руководством М. П. Костенко был разработан ряд се-



рий асинхронных машин и машин постоянного тока. С целью их внедрения по приказу наркома тяжелой промышленности он был откомандирован на Харьковский электромеханический завод, где работал шеф-электриком завода. В этот период им были созданы новые положения теории и практики коммутации машин постоянного тока, выполнены исследования и проведена наладка коммутации различных машин постоянного тока.

В 1939 г. после избрания членом-корреспондентом АН СССР М. П. Костенко начал работать в комиссии отделения технических наук по выбору системы тока для электрификации железных дорог СССР.

В годы Великой Отечественной войны М. П. Костенко выполнил важные работы по совершенствованию энергетики Узбекистана. Особое теоретическое и практическое значение имеют исследования работы энергосистем, питающих мощные выпрямительные установки. Эти работы послужили фундаментом для последующих широких исследований передачи постоянного тока.

За заслуги в развитии энергетики и электропромышленности и разработку научных проблем по поднятию народного хозяйства Узбекистана М. П. Костенко в 1944 г. было присвоено звание заслуженного деятеля науки и техники Узбекской ССР.

Вернувшись в 1944 г. в Ленинградский политехнический институт и работая в нем заведующим кафедрой электрических машин и деканом факультета, М. П. Костенко одновременно был консультантом завода «Электросила».

За разработку конструкции и внедрение в производство серий специальных электрических машин он в 1949 г. был удостоен Государственной премии СССР.

В 1951 г. за фундаментальный научный труд «Электрические машины (специальная часть)» М. П. Костенко был вторично удостоен Государственной премии СССР.

В этом же году М. П. Костенко создал и в течение 15 лет руководил Всеобщим научно-исследовательским институтом электромашиностроения, который под его руководством стал научным центром страны по крупному электромашиностроению. Здесь М. П. Костенко были развернуты работы по моделированию электрических систем, на созданных под его руководством электродинамических моделях было проведено большое число исследований, которые обеспечили создание системы сильного регулирования возбуждения и защиты гидрогенераторов Волжских ГЭС, послужили базой для исследования натурных образцов аппаратуры автоматического регулирования и управления. Особое значение имеет также цикл исследований по развитию теории параметров синхронных машин, методов их определения.

За развитие и внедрение метода электродинамического моделирования М. П. Костенко был удостоен в 1958 г. Ленинской премии.

Академиком М. П. Костенко был внесен крупный вклад в развитие теоретических вопросов электротехники и электроэнергетики. Он являлся автором более 200 опубликованных научных трудов и изобретений. Среди них 7 крупных монографий и 25 патентов и изобретений.

М. П. Костенко был членом многих научно-технических советов, членом ГНТК Совета Министров СССР, членом редколлегии журнала «Электричество». С 1957 г. в течение нескольких лет являлся членом Президиума АН СССР и уполномоченным Президиума по Ленинграду. В 1958 г. избирался депутатом Верховного Совета СССР. До последних дней жизни был членом Бюро Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР и руководил его Научным советом.

М. П. Костенко неоднократно представлял советскую науку в международных организациях. В течение длительного времени был членом исследовательского комитета по вращающимся электрическим машинам СИГРЭ, до последних дней жизни возглавлял созданную по его предложению рабочую группу параметров и аномальных режимов синхронных машин этого комитета.

Партия и правительство высоко оценили заслуги академика М. П. Костенко как выдающегося ученого, большого организатора науки, крупнейшего специалиста в области электромашиностроения и энергетики. М. П. Костенко было присвоено звание Героя Социалистического Труда, он был награжден четырьмя орденами Ленина, двумя орденами Трудового Знамени и медалями.

Группа товарищей и учеников



СОДЕРЖАНИЕ

Глазунов А. А., Mrzel Ю. Л., Круглова Т. А. — Экономически целесообразные параметры глубоких вводов высокого напряжения в городах	1
Кнеллер И. О., Оранский А. Г., Коломыченко А. В., Подольский А. И. — Контроль достоверности оперативной информации в автоматизированной системе диспетчерского управления электроэнергетической системой	5
Веников В. А., Зеленократ Н. И., Шакарян Ю. Г., Дункель Х. — Г. О применении электромеханических преобразователей частоты в энергосистемах	10
Коган Ф. Л., Мамиконянц Л. Г. — Асинхронный режим мощных турбогенераторов	15
Добрушин Л. А., Павлович А. Г. — Сопоставление вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями фильтро-компенсирующего устройства	21
Махнитко А. Е. — Метод расчета установившегося режима энергосистемы по отдельным подсистемам	26
Намитоков К. К., Пряничиков Е. Н. — Экспериментальное исследование электрического пробоя при коммутации тока в низковольтных цепях	30
Постников И. М., Маергойз И. Д., Постников В. И. — Магнитное поле и параметры схемы замещения массивно-роторной машины при малых скольжениях	35
Осипов В. М., Ройтман Л. М., Адам А. М., Федоров В. К., Воловоденко В. А. — Способ прогнозирования состояния электрических машин	39
Хайруллин И. Х., Афанасьев Ю. В. — Электромагнитный момент малойнерционного тормоза с полым немагнитным ротором сложной конфигурации	42
Забровский С. Г., Лазарев Г. Б. — Особенности пуска тиристорных преобразователей частоты напряжением 6—10 кВ с автономным инвертором тока	47
ЗАРУДИ М. Е. — Критерии существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой	
53	
Ступель А. И. — Статическая устойчивость схем с вентильными преобразователями	
61	
СООБЩЕНИЯ	
Меламед А. М., Тимченко В. Ф., Сааренд К. А. — Моделирование динамики изменений потребления электроэнергии энергосистем при неполной информации	
66	
Айзенфельд А. И., Шалыт Г. М. — Определение мест повреждения длинных линий с ответвлениями	
70	
Морошкин Ю. В. — Использование методов целочисленного программирования для отыскания оптимальной нумерации узлов при расчетах установившихся режимов электрических систем	
73	
Голощапов С. С., Куллик А. Н., Яковлев Б. С. — К расчету выбросов напряжения в автономной системе электроснабжения с транзисторным регулятором напряжения	
76	
Микляев М. С., Семиков А. П. — Определение параметров и характеристик асинхронных электродвигателей при питании от несинусоидального напряжения	
78	
Осин И. Л., Безрученко В. А., Мосчинский Ю. А., Якушкин Р. Х. — Электромагнитный момент синхронного двигателя с постоянными магнитами в асинхронном режиме	
80	
Новик Б. Б. — Об информационно-обрабатывающих возможностях устройств управления тиристорными преобразователями	
83	
Корытин А. М., Ладыгин Л. Е., Радимов С. Н., Шапарев Н. К. — Применение бесконтактных моделей управляемых вентилей для построения аналоговых схем тиристорных преобразователей	
85	
Соловьев А. А., Асович П. Л. — Об одном методе расчета электрических вентильных цепей	
89	
БИБЛИОГРАФИЯ	
91	
ХРОНИКА	
92	

CONTENTS

Economic Parameters of High-Voltage Supply Systems to Cities — A. A. Glazunov, U. L. Mrzel, T. A. Kruglova	1
Confidence Monitoring of Operative Information in Automatic Dispatch Control for a Power System — I. O. Kneller, A. G. Oranski, A. V. Kolomichenko, A. I. Podolski	5
Application of Electromechanical Frequency Converters in Power Systems — V. A. Venikov, N. I. Zelenokhat, U. G. Shakarian, H. G. Dunkel	10
Out-of-Step Conditions for Large Turbo-Generators — F. L. Kogan, L. G. Mamikoniantz	15
Comparison of Alternatives for Reactive Power Distribution Between Parallel Circuits of a Filter-Compensator Element — L. A. Dobrusin, A. G. Pavlovitch	21
A Method for Calculating the Steady-State of a Power System on the Basis of Individual Sub-Systems — A. E. Makhnitsko	26
An Experimental Study of Electrical Discharge When Switching Current in Low-Voltage Circuits — K. K. Namitkov, E. N. Pryanchikov	30
The Magnetic Field and Equivalent Circuit Parameters for a Solid-Rotor Machine at Small Slips — I. M. Postnikov, I. D. Mayergois, V. I. Postnikov	35
A Method for Forecasting the State of Electric Machines — V. M. Osipov, L. M. Roitman, A. M. Adam, V. K. Fedorov, V. A. Volovodenko	39
The Electromagnetic Torque on a Low-Inertia Brake With Hollow Non-Magnetic Rotor of Complex Form — I. H. Hairullin, U. V. Afanasiev	42
Special Features in Starting 6—10 kV Thyristor Frequency Converters With an Independent Current Inverter — S. G. Zabrovski, G. B. Lazarev	47
Criteria for the Existence and Stability of Steady-State Conditions in an Inductive A. C. Circuit With an Arc — M. E. Zarudy	53

The Steady-State Stability of Circuits With Electronic Converters — A. I. Stupel	61
REPORTS	
Simulation of the Dynamics of Energy Consumption Variations in a Power System With Incomplete Information — A. M. Melamed, V. F. Timchenko, K. A. Saarend	66
Locating the Point of the Fault on Long Tapped Lines — A. I. Aisenfeld, G. M. Shalit	70
Application of Integer Programming Techniques for Optimum Numbering of Buses in Steady-State Studies of Power Systems — U. V. Moroshkin	73
Calculating Voltage Overshooting in an Independent Power Supply System With a Transistorized Voltage Regulator — S. S. Goloschapov, A. N. Kulik, B. S. Jakovlev	76
Determining the Parameters and Characteristics of Induction Motors for a Non-Sinusoidal Applied Voltage — M. S. Miklyaev, A. P. Semikov	78
The Electromagnetic Torque on a Synchronous Motor With Permanent Magnets Under Slip Conditions — I. L. Osin, V. A. Bezruchenko, U. A. Moschinski, R. H. Jakushkin	80
On the Data Processing Capabilities of Control Devices for Thyristor Converters — B. B. Novik	83
Application on Contactless Models for Controlled Electronic Valves in Creating Analogue Circuits for Thyristor Converters — A. M. Koritin, L. E. Ladigin, S. N. Radimov, N. K. Shaparev	85
A Method for Calculating Electronic Circuits — A. A. Sоловьев, P. L. Асович	89
BIBLIOGRAPHY	
91	
CHRONICLE	
92	

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.316.1.027.3.001.24

Выбор основных параметров глубоких вводов высокого напряжения в городах. Глазунов А. А., Мрзел Ю. Л., Круглов А. Т. А. — «Электричество», 1977, № 4.

Комплексная оптимизация параметров глубоких вводов осуществляется на основе модели приведенных затрат, электрической сети двух номинальных напряжений, включающей параметр расположения подстанции в районе и учет схемных параметров сети среднего напряжения. Показана экономическая целесообразность применения крупных подстанций радиальных глубоких вводов 110 кВ, больших сечений жил кабелей этого напряжения и расположения подстанции с определенным ее заглублением на территорию района. Исследование устойчивость оптимизируемых параметров при отклонениях других параметров от своих оптимальных значений. Библ. 14.

УДК 621.311:621.398.004.5

Контроль достоверности оперативной информации в автоматизированной системе диспетчерского управления электроэнергетической системой. Кильлер И. О., Оранский А. Г., Коломыченко А. В., Подольский А. И. — «Электричество», 1977, № 4.

Предлагаемый метод контроля достоверности оперативной информации позволяет за счет сужения интервала вероятных значений достаточно надежно выявлять ошибки ее передачи, а также ошибки семантического характера. С точки зрения возможности обнаружения ошибок передачи оперативной информации по телетайпам применение последних не ограничивается. Предлагаемая методика контроля достоверности параметров может быть реализована на основе имеющегося в энергосистемах статистического материала. Возможно восстановление с достаточной точностью параметров, переданных с ошибкой, в задачах большой размерности. Библ. 8.

УДК (621.311:621.314.261).001.8

О применении электромеханических преобразователей частоты в энергосистемах. Веников В. А., Зеленохат Н. И., Шакарян Ю. Г., Дункель Х. Г. — «Электричество», 1977, № 4.

Рассматриваются возможные пути развития ЭЭС на базе применения электромеханических преобразователей частоты. Даётся обзор состояния по применению преобразователей в мировой практике. Библ. 19.

УДК 621.313.322-81.018.53.001.5

Асинхронный режим мощных турбогенераторов. Коган Ф. Л., Мамиконянц Л. Г. — «Электричество», 1977, № 4.

Анализируются особенности электромеханических процессов, возникающих в асинхронном режиме современных мощных турбогенераторов при исчезновении возбуждения или его уменьшении ниже уровня, допустимого по условиям устойчивости. Рассматривается влияние различных факторов на характер этих процессов. Особое внимание уделяется случаям асинхронного режима турбогенераторов с замыканием обмотки возбуждения на вентили выпрямительной установки при включенном и отключенном автоматическом регуляторе возбуждения.

Даются практические рекомендации, выполнение которых позволяет предотвратить повреждение турбогенераторов и сохранить энергоблоки в работе, если это допустимо по условиям работы энергосистемы. Библ. 42.

УДК 621.316.1.027.26.026.5.001.5

Сопоставление вариантов распределения реактивной мощности между параллельными цепями фильтро-компенсирующего устройства. — Добрушин Л. А., Павлович А. Г. — «Электричество», 1977, № 4.

Разработана методика расчета и сопоставления вариантов фильтро-компенсирующих устройств (ФКУ) в зависимости от сочетания параметров сети и нагрузки. Показано, что области низких значений коэффициента мощности нагрузки применение параллельных конденсаторов в составе ФКУ целесообразно по экономическим критериям. Рассмотрен подход к выбору параметров и структуры ФКУ заданной реактивной мощности для промышленных сетей напряжением 380 В с вентильными нагрузками. Библ. 4.

УДК 621.311.001.24

Метод расчета установившегося режима энергосистемы по отдельным подсистемам. Махнитко А. Е. — «Электричество», 1977, № 4.

Рассматривается задача формирования уравнений связи при расчетах больших энергосистем разделением на подсистемы по линиям. Предлагается отдельные подсистемы рассматривать в качестве обобщенных узлов, что позволяет соответствующим образом использовать законов Ома и полного тока получить строгое математическое описание задачи расчета установившегося режима большой энергосистемы. При этом соблюдается полное соответствие решения уравнений узловых напряжений (УУН) для энергосистемы в целом решению УУН отдельных подсистем.

Изложенная методика формирования уравнений связи между подсистемами отличается простотой, физической наглядностью и принципиально может быть применена для сколь угодно сложных энергосистем. Библ. 14.

УДК 537.52-72

Экспериментальные исследования электрического пробоя при коммутации тока в пиковых напряжениях. Намитков К. К., Пряничников. — «Электричество», 1977, № 4.

Проведовалась электрическая прочность межэлектродных промежутков длиной $(0.2-1.5) \cdot 10^{-4}$ см с электродами из различных материалов. Получены данные о влиянии среды (газообразной и жидкой), давления, температуры, формы и чистоты электродов на электрическую прочность межэлектродного промежутка. Высказаны соображения относительно возможного механизма инициации и развития низковольтного электрического пробоя. Библ. 6.

УДК [621.313.33.013.24+621.313.33.012.8].001.24

Магнитное поле и параметры схемы замещения массивно-роторной машины при малых скольжениях. Постников И. М., Маергойз И. Д., Постников В. И. — «Электричество», 1977, № 4.

Решается задача о распространении электромагнитного поля вглубь ферромагнитного ротора асинхронной машины при малых скольжениях с учетом изменения магнитной проницаемости в функции радиуса. В результате определяются параметры ротора в схеме замещения в зависимости от магнитного числа Рейнольдса.

Расчеты показывают, что при малых скольжениях полученные коэффициенты, учитывающие нелинейность, близки к известным коэффициентам Л. Р. Неймана. Библ. 7.

УДК 621.316.719.2.001.5

Электромагнитный момент малоинерционного тормоза с полым немагнитным ротором сложной конфигурации. Хайруллин И. Х., Афанасьев Ю. В. — «Электричество», 1977, № 4.

На основе решения задачи о определении электромагнитного поля получено выражение для определения электромагнитного момента явнополюсного малоинерционного тормоза с полым несимметричным ротором, имеющим вылеты сложной конфигурации. Установлена структура и закономерность образования коэффициентов, учитывающих влияние геометрии вылетов и получены выражения, позволяющие определить коэффициенты для вылетов с ℓ -зонами проводимости. Полученное выражение для электромагнитного момента приведено к виду, удобному для инженерных расчетов. Библ. 10.

УДК 621.314.26.027.5:621.316.717

Особенности пуска тиристорных преобразователей частоты напряжением 6-10 кВ с автономным инвертором тока. Забровский С. Г., Лазарев Г. Б. — «Электричество», 1977, № 4.

Проведен анализ пусковых процессов мощных высоковольтных преобразователей частоты с явновыраженным звеном постоянного тока и инвертором тока с двухступенчатой искусственной коммутацией. Сформулированы условия надежного пуска, такие как образование контура пускового тока, ограничение пускового тока, запуск и обеспечение коммутационной устойчивости инвертора, селективность защиты по отношению к пусковым переходным процессам. Сделан вывод о необходимости разделения с помощью пусковой автоматики сложного процесса пуска на ряд последовательно протекающих процессов. Приведена осциллограмма пуска преобразователя частоты напряжением 6 кВ. Библ. 9.

УДК 621.372.025.014.31.001.24

Критерии существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой. Заруди М. Е. — «Электричество», 1977, № 4.

На основе обобщенной динамической модели дуги, в которой учтены нелинейные свойства плазмы, получен критерий устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой. Анализ устойчивости проведен методом Ван-дер-Поля. Найдены достаточные условия ташения дуги переменного тока в индуктивной цепи при сколь угодно сложной схеме шунтирующей дуговой промежуток при выведе критерия гашения использована комплексная свертка изображений. Библ. 2.

УДК 621.311.016.23:681.32.001.57

Моделирование динамики изменений потребления электроэнергии энергосистем при неполной информации. Меламед А. М., Тимчеко В. Ф., Саренду К. А. — «Электричество», 1977, № 4.

Излагаются результаты исследования динамики изменения месячного электропотребления энергосистем, на основе которого разработана методика и алгоритм построения однофакторной модели процесса, не использующий информации о структуре потребления электроэнергии энергосистемы. Получены зависимости показателей точности модели от уровня электропотребления в энергосистемах мощностью 300-100 000 МВт, приведены результаты применения модели для заблаговременной интервальной оценки ожидаемых значений месячного потребления со временем упреждения от одного месяца до двух лет. Библ. 8.

УДК 621.315.1.001.24

Определение мест повреждения длинных линий с ответвлениями. Айзенфельд А. И., Шалыт Г. М. — «Электричество», 1977, № 4.

Рассмотрены вопросы определения мест повреждений на одиночных линиях передачи большой протяженности с ответвлениями. Приведены соотношения для каскадного соединения четырехполюсников, отражающих участки схемы нулевой и прямой (обратной) последовательностей длинных линий. Отмечены два способа определения поврежденного участка: сравнения расчетных напряжений и активного многополюсника. Библ. 4.

УДК 621.313.33.001.24

Определение параметров характеристик асинхронных электродвигателей при питании от несинусоидального напряжения. Михаилев М. С., Семиков А. П. — «Электричество», 1977, № 4. Изложена методика расчета частотных, моментных и рабочих характеристик асинхронных двигателей с учетом временных гармоник напряжения в установившемся режиме на основе метода определения переходной проводимости машин переменного тока по узловым точкам частотной характеристики. При этом операторные сопротивления, параметры и характеристики, соответствующие высшим временным гармоникам, определяются по 3-й гармонике. Методика позволяет по одному алгоритму рассчитывать характеристики двигателя для любых спектров гармоник и закона регулирования напряжения и частоты. Дан пример определения частотных и рабочих характеристик асинхронного двигателя. Библ. 6.

УДК 621.313.8.018.53.001.24

Электромагнитный момент синхронного двигателя с постоянными магнитами в асинхронном режиме. Осип И. Л., Безрукченко В. А., Мошинский Ю. А., Якушкин Р. Х. — «Электричество», 1977, № 4.

Рассматривается асинхронный режим синхронных двигателей с постоянными магнитами и пусковой беличной клеткой. Электромеханические процессы описываются системой уравнений в осях d , q при обычных допущениях. Пусковой режим рассматривается как квазистационарный, являющийся наложением двигательного режима невозбужденной машины и генераторного режима возбужденной машины при коротком замыкании. Получено выражение электромагнитного момента в функции частоты скольжения при заданных параметрах двигателя. Исследовано влияние параметров двигателя на асинхронный и тормозной (генераторный) моменты, основной пульсирующий синхронный момент и средний электромагнитный момент без учета пульсирующих составляющих в функции скольжения для различных значений параметров. Библ. 4.

УДК 621.314.632.62-5

Об информационно-обрабатывающих возможностях устройств управления тиристорными преобразователями. Новик Б. Б. — «Электричество», 1977, № 4.

Устройство управления (УУ) тиристорным преобразователем (ТП) рассматривается как звено обработки информации. Показано, что использование многошаговой импульсной модуляции в УУ, в качестве шагов которой выступают информативные отрезки энергетического процесса ТП, расширяет информационно-обрабатывающие возможности УУ.

Рассмотрены примеры использования многошаговой импульсной модуляции с целью стабилизации характеристик ТП в каждом интервале дискретности. Библ. 8.

УДК 621.375.421.018.783.

Об одном методе расчета электрических вентильных цепей. Соловьев А. А., Асович П. Л. — «Электричество», 1977, № 4. Рассмотрен метод анализа электрических цепей, содержащих нелинейные элементы вентильного типа и описываемых дифференциальным уравнением в основной матричной форме. Приводится метод расчета, позволяющий получить решение в виде рядов Фурье, минуя расчет переходного процесса. Изложенный материал иллюстрируется примером расчета. Библ. 4.

УДК 621.311.001.24:681.32

Использование методов целочисленного программирования для отыскания оптимальной нумерации узлов при расчетах установившихся режимов электрических систем. Морошкин Ю. В. — «Электричество», 1977, № 4.

Рассмотрены вопросы экономии памяти ЦВМ при использовании процедуры исключения Гаусса в расчетах установившихся режимов электрических систем методом Ньютона. Установлены возможности применения методов линейного и целочисленного программирования для отыскания оптимальной нумерации узлов схем замещения электрических систем. Библ. 6.

УДК [621.311.6:621.316.722].001.24

К расчету выбросов напряжения в автономной системе электроснабжения с транзисторным регулятором напряжения. Голощапов С. С., Кулик А. Н., Яковлев Б. С. — «Электричество», 1977, № 4.

На основе динамической модели автономной системы электроснабжения, содержащей транзисторный регулятор напряжения ключевого типа, с учетом параметров аккумуляторной батареи и потребителей электроэнергии, получены уравнения для расчета величины и длительности выбросов напряжения в установившихся режимах работы.

Проводится анализ выходных характеристик (амплитуда, длительность) системы для рассматриваемого режима. Библ. 8.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Meerovich Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (зав. редакторским отделом), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтamt, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Левченко

Сдано в набор 14/II 1977 г.

Усл. печ. л. 12,0

Уч.-изд. л. 14,56

Подписано к печати 31/III 1977 г.

Тираж 9250 экз.

Т-02692

Цена 80 коп.

Формат 60×90^{1/8}

Зак. 56

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

