ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1986 ·ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ· 12

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

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

ЖУРНАЛ ОСНОВАН В 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

12
ДЕКАБРЬ
1986

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.373.431

Совершенствование энергетических показателей систем питания импульсных потребителей энергии при неизменном импульсе напряжения

ДОДОТЧЕНКО В. В., доктор техн. наук, НИКОЛАЕВ А. Г., канд. техн. наук
Ленинград

Для питания некоторых мощных импульсных нагрузок (далее нагрузок) требуются высоковольтные кратковременные импульсы большого тока с крутыми фронтами и плоской вершиной, т. е. практически импульсы прямоугольной формы. Это обеспечивает на нагрузке неизменный импульс напряжения.

Формирование таких импульсов при питании нагрузки непосредственно от накопительных конденсаторов невозможно из-за экспоненциального уменьшения тока в цепи разряда. Поэтому в цепь разряда накопительных конденсаторов вводят различные ограничители — регуляторы тока, удлиняющие вершины импульса многокаскадные импульсные формирующие линии (ИФЛ) с емкостным накопителем и линейным дросселем в каждом каскаде.

В основном нагрузка питается от заряженной ИФЛ через совокупность последовательно соединенных полупроводниковых коммутаторов типа динисторов [1]. Однако это связано со сравнительно большими и временами включения и выключения динисторов, и коэффициентом избыточности массы линии (не менее двух) как за счет сравнительно большой массы линейных дросселей, так и за счет энергии, остающейся в линии при выключении нагрузки. Здесь и далее под коэффициентом избыточности массы линии понимается отношение массы ИФЛ к массе емкостного накопителя с запасаемой энергией, равной энергии, потребляемой в импульсе нагрузкой. Питание нагрузки от заряженной многокаскадной импульсной формирующей линии через вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор (ВДРК) [2] примерно на два порядка уменьшает времена включения и выключения нагрузки, но практически не уменьшает коэффициент избыточности массы линии.

Авторы, используя свойство ВДРК изменять свое сопротивление при регулировании магнитной индукции B_z, создаваемой его катушкой магнитного управления в межэлектродном пространстве коммутатора, разработали способ питания импульсной нагрузки практически неизменным током при разряде заряженного емкостного накопителя на нагрузку через мощное магнитоуправляемое нелинейное сопротивление — вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор [3].

Функциональная схема реализации предложенного способа питания мощной импульсной нагрузки представлена на рис. 1. На ней приняты следующие обозначения: *ИЭЭ* — источник электрической энергии; *С* — емкостной накопитель (ЕН); *С1* и *С2* — конденсаторы управления; *ЗУ1* и *ЗУ2* — зарядные устройства; *К* — силовой вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор с поджигающим электродом и катушкой магнитного управления; *БУК* — блок управления коммутатором; *К1* — вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор управления током в катушке магнитного управления ВДРК *К* для получения требуемого закона изменения его сопротивления $r(t)$; *К2* — вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор управления для выключения коммутатора *К*; $R_н$ — сопротивление мощной импульсной нагрузки.

Покажем аналитически, по какому закону должно изменяться сопротивление вакуумной дуги ВДРК *К* для обеспечения постоянства тока в нагрузке и найдем оптимальные относительный ток в нагрузке и напряжение нагрузки, при которых коэффициент избыточности энергии и массы емкостного накопителя минимальны. Под коэффициентом избыточности энергии и массы ЕН будем понимать отношение энергии и массы емкостного

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1986

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

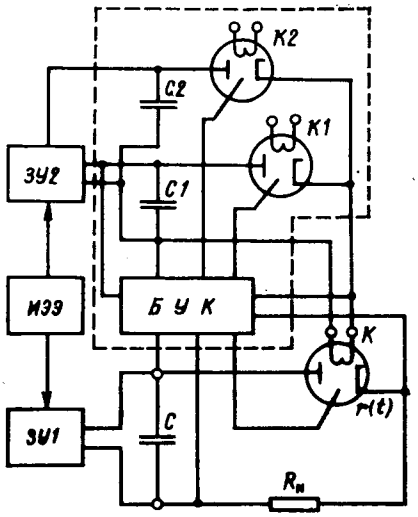


Рис. 1. Функциональная схема системы питания мощной импульсной нагрузки через нелинейное сопротивление типа вакуумно-дугового размыкающего коммутатора

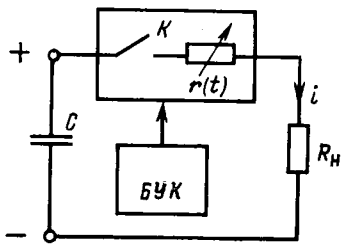


Рис. 2. Схема замещения системы питания мощной импульсной нагрузки

накопителя к энергии и массе условного ЕН с запасаемой энергией, равной энергии, потребляемой в импульсе нагрузкой.

При исследовании воспользуемся схемой замещения системы питания импульсной нагрузки на рис. 1, приведенной на рис. 2, построенной при следующих допущениях: во-первых, сопротивление ВДРК K при нулевой магнитной индукции B_z много меньше сопротивления нагрузки $R_н$; во-вторых, сопротивления нагрузки и вакуумной дуги ВДРК K считаем чисто активными, пренебрегая индуктивностями нагрузки и дуги ВДРК K; в-третьих, длительность импульса питания нагрузки много больше времен включения и выключения ВДРК K. При таких допущениях вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор K можно представить в виде последовательного соединения идеального коммутатора с нулевым сопротивлением в замкнутом состоянии и бесконечно большим сопротивлением в разомкнутом состоянии и магнитоуправляемого нелинейного сопротивления $r(t)$ его вакуумной дуги.

Исходными уравнениями для исследования системы по рис. 2 служат уравнение, записанное в соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$u_c + r(t)\,i + R_н i = 0, \qquad (1)$$

и уравнение для тока разряда емкостного накопителя C на сопротивление нагрузки $R_н$ через нелинейное сопротивление $r(t)$ ВДРК K

$$i = CdU_c/dt = \text{const}, \qquad (2)$$

где U_c — напряжение на емкостном накопителе C.

После дифференцирования выражения (1), подстановки в полученное уравнение выражения (2) и интегрирования полученного соотношения с учетом начальных условий при времени $t=0$ $r(t)=r_0$, а при времени t — $r(t)=r(t)$, приходим к выражению

$$r(t) = r_0 - t/C, \qquad (3)$$

где r_0 — начальное сопротивление вакуумной дуги ВДРК K при максимальной магнитной индукции B_z.

Из полученного выражения следует, что для поддержания постоянства тока в нагрузке сопротивление $r(t)$ должно линейно уменьшаться в течение времени от r_0 до нуля. Прибавив к левой и правой частям выражения (3) сопротивление нагрузки $R_н$ и умножив полученное выражение на ток i, получим выражение для мгновенного напряжения на емкостном накопителе:

$$u_c = U_{c0} - it/C, \qquad (4)$$

где U_{c0} — начальное напряжение разряда ЕН (при $t=0$).

Определим оптимальное соотношение напряжений и токов:

$$U_н/U_{c0} = (U_н/R_н)/(U_{c0}/R_н) = i/I_0,$$

где $U_н = iR_н$ — напряжение на нагрузке; $I_0 = U_{c0}/R_н$, при котором коэффициент использования емкостного накопителя по энергии $K_э$, рассчитываемый как отношение энергии, потребляемой нагрузкой в импульсе, к начальной максимальной энергии ЕН $W_{c0} = CU_{c0}^2/2$ и определяемый как

$$K_э = \eta_{ср} W_э / W_{c0}, \qquad (5)$$

максимален. Здесь $W_э$ — энергия, отданная ЕН при его разряде от максимального начального напряжения U_{c0} до минимального конечного напряжения $U_{ск}$; $\eta_{ср}$ — среднее значение КПД разряда емкостного накопителя на нагрузку через сопротивление $r(t)$.

Мгновенное значение КПД разряда ЕН на нагрузку через сопротивление $r(t)$ коммутатора K определяется по формуле

$$\eta = \frac{R_н}{R_н + r_0 - t/C} = \frac{1}{1 + r_{0*} - t_*} = \frac{1}{(I_0/i) - 1}, \qquad (6)$$

где $r_{0*} = r_0/R_н$ — относительное начальное сопротивле-

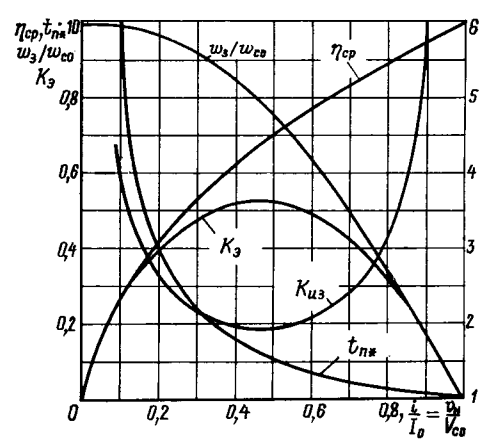


Рис. 3. Зависимости среднего к. п. д. $\eta_{ср}$, отношение энергии $W_э/W_{c0}$, коэффициента использования ЕН по энергии $K_э$, коэффициента избыточности массы, объема и стоимости ЕН $K_{из}$ и относительного предельного времени разряда ЕН $t_{п*}$ от относительного тока i/I_0 или напряжения $U_н/U_{c0}$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ние дуги ВДРК K; $t_* = t/\tau$ — относительное время; $\tau = CR_н$ — постоянная времени.

При $t=0$ мгновенное значение к. п. д. минимально и составляет $\eta_m = i/I_0 = 1/(1+r_{0*})$. Максимальное мгновенное значение КПД $\eta_м = 1$ достигается при предельно возможном относительном времени разряда

$$t_{п*} = r_{0*} = (I_0/i) - 1. \quad (7)$$

Интегрируя выражение (6) в пределах от относительного времени $t_* = 0$ до предельного относительного времени $t_{п*}$ и деля полученное уравнение на выражение (7), определим среднее значение к. п. д. разряда ЕН на нагрузку:

$$\eta_{ср} = \frac{\ln I_0/i}{(I_0/i) - 1}. \quad (8)$$

Относительное значение энергии, отбираемой от ЕН при его разряде на нагрузку до предельного относительного времени $t_{п*}$, определяется из выражения

$$\frac{W_э}{W_{c0}} - \frac{W_{c0} - W_{ск}}{W_{c0}} = 1 - (i/I_0)^2, \quad (9)$$

где $W_{ск} = CU_{ск}^2/2 = C(U_{c0} - it_п/C)^2/2$ — энергия, оставшаяся в емкостном накопителе при его разряде до предельного относительного времени $t_п$, при котором напряжение на ЕН составляет $U_{ск}$.

Подставляя выражения (8) и (9) в соотношение (5), получаем закономерность изменения коэффициента использования ЕН по энергии от относительного тока нагрузки i/I_0 в системе:

$$K_э = \frac{\ln I_0/i}{(I_0/i) - 1}\left[1 - \left(\frac{i}{I_0}\right)^2\right]. \quad (10)$$

Коэффициент избыточности энергии, массы и стоимости емкостного накопителя определяется выражением $K_{из} = 1/K_э$. Результаты расчетов минимального мгновенного КПД $\eta_m = i/I_0 = U_н/U_{c0}$, среднего значения КПД разряда ЕН $\eta_{ср}$, относительной энергии, отбираемой от ЕН $W_э/W_{c0}$, коэффициента использования емкостного накопителя по энергии коэффициента избыточности энергии, массы, объема и стоимости ЕН $K_{из}$ и предельного относительного времени $t_{п*}$ при различных значениях относительного тока нагрузки iI_0 приведены в таблице.

Графические зависимости $\eta_{ср}$, $W_э/W_{c0}$, $K_э$, $K_{из}$ и $t_{п*}$ от относительного тока i/I_0, построенные по данным этой таблицы, приведены на рис. 3.

$i/I_0 = \eta_m$	$\eta_{ср}$	$W_э/W_{C0}$	$K_э$	$K_{из}$	$t_{п*}$
0	0	1	0	—	—
0,1	0,256	0,99	0,254	3,94	9
0,2	0,400	0,96	0,384	2,6	4
0,3	0,520	0,91	0,474	2,2	2,31
0,4	0,610	0,84	0,513	1,94	1,5
0,5	0,695	0,75	0,522	1,92	1
0,6	0,798	0,64	0,491	2,04	0,67
0,7	0,833	0,51	0,425	2,35	0,43
0,8	0,895	0,35	0,322	3,1	0,25
0,9	0,948	0,19	0,18	5,55	0,11
1	1,00	0	0	—	0

При оптимальном предельном относительном времени $t_{п*}=1$, чему соответствуют оптимальные относительные ток разряда ЕН $(i/I_0)=0{,}5=\text{const}$ и напряжение на нагрузке $(U_н/U_{c0})=0{,}5=\text{const}$, и среднем КПД разряда емкостного накопителя $\eta_{ср}=0{,}695$, коэффициент использования ЕН по энергии максимален и составляет $K_э=0{,}522$, а коэффициент избыточности энергии, массы, объема и стоимости емкостного накопителя минимален и составляет $K_{из}=1{,}92$.

Особенность рассмотренного выше способа поддержания неизменного в импульсе напряжения на нагрузке заключается в том, что в течение относительного времени t_*, изменяющегося от нуля до предельного оптимального $t_{п*0}=1$, нелинейное сопротивление $r(t)$ дуги ВДРК K должно линейно уменьшаться от $r_0=R_н$ до нуля. Это обеспечивает оптимальные относительные ток или напряжение $(i/I_0)_0=(U_н/U_{c0})_0=0{,}5=\text{const}$, после чего размыкающий импульс тока в катушке магнитного управления ВДРК K $i_{у.р}$, создаваемый разрядом конденсатора управления $C2$ через ВДРК $K2$, должен погасить вакуумную дугу и разорвать цепь разряда ЕН на нагрузку.

Определим, по какому закону необходимо изменять ток в катушке магнитного управления ВДРК K $i_у$ в промежутке относительного времени от $t_*=0$ до $t_{п*0}=1$, чтобы обеспечить требуемый закон изменения нелинейного сопротивления вакуумной дуги ВДРК K при указанных выше оптимальных значениях показателей в рассматриваемой системе.

Как показано в [2], относительный ток вакуумной дуги ВДРК K $i_д/I_{д0}$ является функцией магнитной индукции B_z, создаваемой катушкой магнитного управления, и определяется выражением

$$i_д/I_{д0} = 1/(1 + KB_z^2), \quad (11)$$

где $i_д$ — ток дуги в осевом магнитном поле с индукцией B_z; $I_{д0}$ — ток дуги в нулевом магнитном поле при $B_z=0$; K — постоянная, имеющая размерность 1/Тл².

Экспериментальная кривая зависимости $i_д/I_{д0} = f(B_z)$ в [2] достаточно хорошо описывается уравнением (11) при значениях $K=3{,}17\cdot10^3$ 1/Тл². При таком значении коэффициента K вакуумная дуга в ВДРК гаснет при относительном токе дуги $i_д/I_{д0}\approx0{,}03$ и предельной магнитной индукции $B_{zп}\approx0{,}101$ Тл.

Приравнивая в (11) ток дуги оптимальному току разряда ЕН на нагрузку через ВДРК K $i_0=0{,}5\,I_0$ и учитывая, что ток дуги в нулевом магнитном поле ВДРК K определяется из равенства

$$I_{д0} = \frac{u_c}{R_н} = \frac{U_{c0} - it/C}{R_н} = I_0 - it_*, \quad (12)$$

из выражения (11) получаем формулу:

$$B_z = \sqrt{(1 - t_*)/K}. \quad (13)$$

Для создания такой зависимости магнитной индукции от относительного времени t_* необходимо, чтобы ток в катушке магнитного управления ВДРК K изменялся по закону

$$i_у = K_i\sqrt{(1 - t_*)/K}, \quad (14)$$

где K_i — постоянная катушки магнитного управления

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ВДРК K, имеющая размерность А/Тл и зависящая от конструктивных параметров данной катушки и магнитной проницаемости среды.

Зависимость относительного тока управления

$$i_{у*} = i_у/(K_i/\sqrt{K}) = \sqrt{1-t_*} \qquad (15)$$

можно реализовать с небольшой относительной погрешностью, если катушку магнитного управления ВДРК K питать от предварительно заряженного нелинейного конденсатора управления С1 (с диэлектриком на основе титаната бария с присадками [4]) через ВДРК $K1$ и полезно использовать для создания тока $i_у$ в катушке магнитного управления при работающем ВДРК K вторую часть первой полуволны тока колебательного разряда нелинейного конденсатора $C1$ (от максимального относительного тока управления $I_{у.м*}\approx 1$ до $i_{у*}=0$). Для большей точности поддержания постоянства напряжения на нагрузке можно изменять по требуемому закону ток в катушке магнитного управления ВДРК $K1$ от нуля в начальный момент времени $t_*=0$ до расчетного. В этом случае в качестве конденсатора управления $C1$ можно использовать линейный конденсатор.

Как следует из описанного, включение ВДРК K осуществляется путем подачи управляющего импульса напряжения на его поджигающий электрод в момент достижения относительным током управления $i_{у*}$ своего максимального значения $I_{у.м*}=1$.

Выключение ВДРК K производят принудительным импульсом тока разряда $i_{у.р}$ второго линейного конденсатора управления $C2$ на катушку магнитного управления ВДРК K через ВДРК $K2$ при оптимальном предельном относительном времени разряда емкостного накопителя $t_{п*0}=1$ — в момент приближения к нулю тока разряда $i_у$ первого конденсатора управления $C1$. Значения емкости и напряжения заряда первого конденсатора управления $C1$ рассчитывают с учетом величины индуктивности катушки магнитного управления ВДРК K из условия достижения такого значения максимального тока управления $I_{у.м}$, при которой в начальный момент времени включения ВДРК K (при $t_*=0$) сопротивление его вакуумной дуги r равно сопротивлению нагрузки $R_н$.

Значения емкости и напряжения заряда второго конденсатора управления $C2$ рассчитывают тоже с учетом индуктивности катушки магнитного управления ВДРК K из условия, что максимум тока его разряда создает при $t_{п*0}=1$ в межэлектродном пространстве ВДРК K осевую магнитную индукцию B_z, несколько большую предельной магнитной индукции $B_{zп}$, при которой вакуумная дуга гаснет.

Таким образом, рассмотренный выше сравнительно простой способ питания мощной импульсной нагрузки практически неизменным током от заряженного емкостного накопителя через вакуумно-дуговой размыкающий коммутатор (ВДРК) K, используемый также и как мощное магнитоуправляемое нелинейное сопротивление, при определенных выше оптимальных относительных параметрах системы, уменьшает коэффициент избыточности энергии, массы, объема и стоимости емкостного накопителя (ЕН) до значения 1,92, которое в 1,1 ÷ 2 раза меньше по сравнению с коэффициентом избыточности массы импульсной формирующей линии при питании от нее импульсной нагрузки через ВДРК.

Так как емкостной накопитель С и ИФЛ составляют подавляющую долю массы сравниваемых систем питания импульсной нагрузки, это будет означать, что рассмотренная система питания по удельной массе значительно выгодней системы питания импульсной нагрузки через ВДРК, используемый только как замыкающий и размыкающий коммутатор, хотя обе сравниваемые системы имеют тот же самый элементный состав. Поэтому вакуумно-дуговые размыкающие коммутаторы могут быть использованы не только для замыкания и размыкания цепей питания нагрузок, но и как мощное магнитоуправляемое нелинейное сопротивление для питания мощных импульсных нагрузок неизменным импульсом тока, а при постоянстве сопротивления нагрузки и напряжением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Питман П., Пэйдж Л.** Коммутирование импульсов большой мощности с помощью полупроводниковых приборов. — В кн.: Импульсные системы большой мощности. — М.: Мир, 1981, с. 64—80.

2. **Гильмур А.** Достигнутые и ожидаемые характеристики вакуумно-дуговых размыкающих коммутаторов. — В кн.: Импульсные системы большой мощности. — М.: Мир, 1981, с. 87—94.

3. **А. с. 1091320 (СССР).** Способ управления устройством для питания импульсной нагрузки. Додотченко В. В., Николаев А. Г. Опубл. в Б. И. 1984, № 17.

4. **Казарновский Д. М., Яманов С. А.** Радиотехнические материалы. Учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1972. — 312 с.

[09.04.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.352.6

Химические источники электроэнергии

ЛИДОРЕНКО Н. С., МУЧНИК Г. Ф.

Химические источники энергии (ХИЭ) — электрохимические генераторы (ЭХГ) и химические источники тока (ХИТ) — устройства, в которых энергия химических реакций непосредственно преобразуется в электрическую. Известны первичные, вторичные и резервные ХИЭ. С общих позиций процесс генерирования в химических источниках тока (ХИТ) может быть описан как процесс обмена электронами при перестройке орбиталей, принадлежащих восстановителю (горючему) и окислителю, с образованием орбиталей новых химических соединений — продуктов реакции. При этом в качестве рабочих веществ могут использоваться металлы и полупроводники. Например, в серебряно-цинковых ХИТ окислителем является полупроводник — окислы серебра, а восстановитель (горючее) — металлический цинк:

$$Ag_2O + Zn \rightarrow 2Ag + ZnO. \qquad (1)$$

Результат реакции сопровождается перетоком электронов внутри молекулярных структур с уровней, где они обладали большим запасом энергии (уровни энергий электронов, расположенных на валентных орбитах исходных продуктов реакции), на уровни с меньшим запасом энергии (валентные электронные уровни конечных продуктов реакции).

Таким образом, образуются новые молекулярные структуры (продукты реакции) из ранее существовавших молекулярных структур (реагирующих веществ). Если реакция неорганизованная (с точки зрения сбора и распределения электрических зарядов), между продуктами реакции происходит хаотический обмен электронами. Выделяющаяся энергия за счет соударений между молекулами расходуется на повышение кинетической энергии реагирующих молекул — конечных продуктов реакции (тепловой процесс), а также рассеивается излучением.

Задача заключается в обеспечении рационального протекания процесса через такие промежуточные акты реакции (например, предварительную ионизацию, гетерогенный катализ и др.), которые могли бы привести к минимальным потерям энергии при «коммутации» электронов перед выводом их во внешнюю электрическую цепь. Одной из актуальных проблем является возможно более полное использование потенциала процесса, соответствующего свободной энергии химической реакции (приближение рабочего напряжения к его э. д. с.). Однако свободная энергия химических превращений не превышает долей или единиц электрон-вольт. Этой энергии часто бывает недостаточно, например, для преодоления пороговых барьеров в актах промежуточных превращений. Малый энергетический потенциал (малые значения э. д. с. процесса) и приводит к затруднениям в разработке рациональных путей использования этой энергии. Эти проблемы относятся к проблемам, исследуемым теорией катализа.

В традиционных химических источниках тока, имеющих твердофазные активные материалы, на пути электронных переходов возникают энергетические барьеры границы твердая фаза — раствор. Физический смысл затруднения кинетической интерпретации этих процессов состоит в том, что электрические свойства обеих твердофазных границ в процессе генерирования энергии непрерывно изменяются по законам, кинетика которых не учитывается современной теорией, а именно изменяется не только структура, но и химический состав твердой фазы, так как катод непрерывно (пропорционально количеству прошедшего электричества) обогащается металлом, а анод — окислителем (например, кислородом); рождается новая твердая фаза, электрическое поведение которой с точки зрения современной теории твердого тела не поддается прогнозу: переток электрических зарядов (ионов) через систему, представляющую собой, как правило, многослойную среду, происходит в сложных нестационарных условиях переноса энергии и вещества, сопровождается разрывами сплошности потенциала и соответствующими скачками коэффициентов переноса (при нелинейных граничных условиях).

Химическая термодинамика дает возможность теоретически оценить лишь запасы энергии в исходных продуктах и потенциал процесса (э. д. с.). Законченная теория, позволяющая рассчитывать рабочее напряжение, количественно предсказывать расходные коэффициенты горючего и окислителя и к.п.д. реакции или хотя бы прогнозировать вероятность ее протекания, не разработана. Отсутствуют также законченная теория растворов и теория катализа.

Электрохимические генераторы. Коэффициент непосредственного преобразования химической энергии в электрическую в современных химических источниках тока (гальванических элементах, аккумуляторах) составляет 50—80 %. Однако энергия таких устройств ограничена конструктивным запасом активных материалов в них. Поэтому в последние годы проводятся исследования по созданию ЭХГ, в которых электроэнергия генерируется за счет подачи в зону реакции горючего и окислителя, содержащихся в отдельных резервуарах.

Таким образом, схема обеспечения реагентами в генераторах сходна с тепловыми электростанциями, двигателями внутреннего сгорания и т. д., т. е. продолжительность их работы определяется «внешним» запасом реагентов. Однако здесь сохраняется присущий химическим источникам тока высокий коэффициент использования топлива. Теоретические расчеты показывают, что ЭХГ могут иметь к. п. д., приближающийся к 100 %. (Реальный к. п. д. на первых созданных в СССР водородно-кислородных установках достигает 80 %.)

В отличие от химических источников в ЭХГ для производства электрической энергии в качестве реагентов обычно используются не металлы или их соединения, а неэлектропроводные вещества, значительно менее дорогие и недефицитные: водород, кислород, водородосодержащие газы. Поэтому ЭХГ по сравнению с классическими аккумуляторами и гальваническими элементами обладают малой материалоемкостью.

Кроме того, известен ряд специфических эксплуатационных областей и условий, при которых трудно или невозможно использовать обычные машинные системы преобразования (например, автономная эксплуатация энергетических устройств в невесомости, в отсутствие кислородосодержащей атмосферы; схемы автономного электродвижения; требования экологии и др.). Здесь уже сегодня схемы прямого преобразования, несмотря на высокую начальную стоимость, предпочтительнее классических источников энергии. Поэтому исследования по созданию ЭХГ, или, как их еще называют, топливных элементов, в мире считаются перспективными.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

С общих позиций получение электрической энергии в ЭХГ, как и в ХИТ, можно описать как процесс генерации электронов на одном из электродов и рекомбинации их на другом.

Рассмотрим систему (топливный элемент), состоящую из двух электродов, находящихся в контакте с электролитом и соединенных внешней электрической цепью (рис. 1). К одному из электродов подводится топливо T (в нашем случае водород), к другому — окислитель O (кислород). Чрезвычайно важно, что топливо и окислитель разделены пространством и не соединяются между собой непосредственно, как это происходит, например, в процессе горения, где продукты реакции образуются с выделением теплоты $Q_р$:

$$T+O \rightarrow TO+Q_р. \quad (2)$$

В топливном элементе на каждом из электродов происходит процесс ионизации реагентов. Ионы мигрируют через электролит, а электроны, генерируемые на одном из электродов, совершают полезную внешнюю работу L и рекомбинируют на другом электроде. Таким образом, суммарная реакция в электрохимическом генераторе имеет вид:

$$T+O \rightarrow TO+Q+L, \quad (3)$$

где L — выработанная за счет переноса электронов во внешней цепи электрическая энергия (полезная работа); Q — остаточное тепло.

Фундаментальное место в микроописании процессов в топливных элементах занимает катализ, с помощью которого и осуществляется «расщепление» молекул на ионы и электроны. Причем этот процесс происходит при низких температурах (40—100 °С) и достаточно долго: пока не произойдет «отравление» катализаторов. Главной практической задачей теории катализа, в конечном итоге, является разработка научных методов подбора катализаторов, влияющих на скорость реакции. Несмотря на то, что в последнее время получена огромная информация о различных параметрах каталитических материалов и процессов, механизм каталитической активности окончательно не понят. Вопрос о том, какие же свойства веществ являются определяющими и что еще нужно учитывать при подборе катализаторов, до конца не выяснен. Последние наши исследования показывают, что электромагнитные свойства материалов, до сих пор учитываемые недостаточно, по-видимому, играют важную роль в кинетике процесса. Имеется в виду неоднородность потенциала на поверхности сопряжения, твердое тело — раствор.

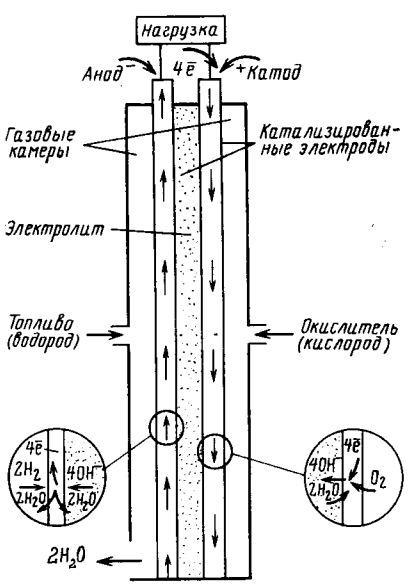


Рис. 1. Принципиальная схема топливного элемента

Несмотря на отличие физики процессов в ЭХГ, для потребителя он является источником электроэнергии — активным двухполюсником, обладающим определенными внешними характеристиками. Основной такой характеристикой является вольт-амперная характеристика $V=f(I)$, определяющая, в конечном итоге, эффективность работы, так как в ней заложены все ограничения, связанные с необратимыми потерями в ЭХГ.

Точка э. д. с. может быть найдена методами равновесной термодинамики с учетом характера носителей и процесса, поскольку в этом случае отсутствуют неравновесные процессы ($I=0$). Зона же генерирования ($I\neq0$) не поддается описанию современными методами неравновесной термодинамики. Для ее описания могут быть предложены два подхода.

Первый из них — феноменологический, основывается на возможности разбиения потерь из-за неравновесности (зона $V<E_0$) на отдельные составляющие. Такая возможность обосновывается различным временем протекания отдельных процессов (временем релаксации). Так, процессы в электронном континууме протекают при временах на несколько порядков меньше, чем процессы диффузии или теплообмена. Выделив наиболее «критическую» по времени стадию, можно состояние системы в данном диапазоне параметров охарактеризовать через один или несколько наиболее существенных процессов. В этом методе основное значение имеют экспериментальные результаты, полученные в условиях, близких к реальным.

Второй подход требует детального рассмотрения физики процессов, зачастую на электронном, атомарном и молекулярном уровнях с привлечением аппарата квантовой механики (микроописание). Используются современные методы физики твердого тела, теория жидких и твердых электролитов и т. д.

Как правило, результирующие вольт-амперные характеристики при таком подходе не могут быть получены, однако оказывается чрезвычайно полезным глубокое понимание отдельных стадий суммарного процесса генерирования электрической энергии.

Процессы в ХИТ и ЭХГ проходят при постоянных давлениях и температурах (изобарно-изотермический процесс). Поэтому максимальная полезная работа определяется разностью функций Гиббса в начале и конце процесса ΔG, а э. д. с.:

$$E_0=-\frac{\Delta G}{n\Phi}, \quad (4)$$

где n — число электронов на реагирующую молекулу (ион); Φ — число Фарадея: (Φ=96500 Кл/(г. экв).

Для практики удобно э. д. с. находить через теплоту реакции $Q_р$ (уравнение Гиббса—Гельмгольца):

$$E_0=\frac{Q_р}{n\Phi}+T\left(\frac{dE_0}{dT}\right)_р. \quad (5)$$

При выделении тепла $E_0>\frac{Q_р}{n\Phi}$ (э. д. с. растет с увеличением температуры), при поглощении — $E_0<\frac{Q_р}{n\Phi}$ (э. д. с. убывает с ростом температуры), в адиабатиче-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ском режиме $E_0=\frac{Q_р}{nФ}$ (э. д. с. не меняется при изменениях температуры). Теоретические значения э. д. с. ХИТ лежат в пределах от 1,3 В (система Ni—Cd) до 3,1 В (система Mg—Mn). Для низкотемпературных (менее 400 °К) водородно-кислородных ЭХГ $E_0=1{,}220$ В, для высокотемпературных с твердым электролитом ($T_{раб}=1100\div1300$ °К) значение E_0 менее 1 В.

Таким образом, все варианты ХИТ и ЭХГ имеют низкие значения э. д. с., что и предопределяет структуру построения генераторов этих классов. Укажем отдельные составляющие потерь в рабочей зоне вольт-амперной характеристики ХИТ и ЭХГ (рис. 2):

1. *Активационные потери.* Они связываются с преодолением зарядами достаточно высоких энергетических барьеров. Большое влияние на кинетику оказывает двойной слой, образующийся на границе раздела сред: в результате возникновения разности потенциалов в этом слое (градиент до 10^7 В/см) процесс перехода заряда через границу существенно меняется.

В первом приближении связь потерь напряжения $\Delta V_а$ с током имеет вид (уравнение Тафеля):

$$\Delta V_а = a + b \lg I, \tag{6}$$

где a и b—константы.

2. *Концентрационные потери.* Они характерны для ЭХГ и связаны с разницей в концентрации реагентов на границе раздела сред C_i и в объеме C_0:

$$\Delta V_к = \frac{RT}{nФ} \ln \frac{C_i}{C_0}. \tag{7}$$

Омические потери на активном сопротивлении элементов R

$$\Delta V_{ом} = IR. \tag{8}$$

Поскольку ХИЭ — источник низкого напряжения даже незначительные омические потери отражаются на вольт-амперных характеристиках. Особенно существенно сопротивление электролитов, достигающее значений $10^{-2}\div1$ Ом·м.

Существуют и другие разновидности потерь (например, связанные в ХИЭ с возможностью возникновения дополнительных реакций, снижающих эффективность работы электрода и др.)

Суммарное напряжение на зажимах ХИТ и ЭХГ

$$\Delta V_{вых} = E_0 - \Sigma \Delta V_i. \tag{9}$$

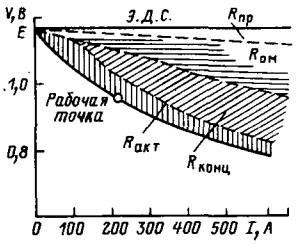
Характер изменения $V=f(I)$ различен для разных типов ХИТ и ЭХГ и меняется во времени. Иногда в начале разряда (отдачи энергии потребителю) наблюдается рост, а не падение V, существует начальный «провал» и др. При некотором значении $I_{пред}$ дальнейшее увеличение тока недопустимо из-за возможности необратимых изменений свойств в зоне электрогенерирующих структур. Поэтому обычно режим к. з. не достигается.

Рассматриваемые источники обладают хорошими динамическими характеристиками.

В большинстве случаев реактивная составляющая полного внутреннего сопротивления имеет емкостной характер, связанный с емкостью двойного электрического слоя.

На рис. 3 представлена упрощенная схема замещения ХИЭ (ЭХГ). Кроме емкости двойного слоя $C_{д.с}$, имеется емкость, связанная с процессами адсорбции газов на электродах $C_{а.д.с}$. Время релаксации в процессе адсорбции существенно больше, чем при изменении плотности зарядов в двойном слое, поэтому $C_{а.д.с}$ должно учитываться только при достаточно низких частотах (меньше сотен герц), что и отражается включением активного сопротивления $R_{а.д.с}$. Процесс диффузии при прохождении переменного тока учитывается сопротивлением Z_w, а электрохимическая реакция (фарадеевский процесс) — сопротивлением $R_ф$($R_{ом}$ — омическое сопротивление элементов конструкции и электролита). Индуктивная составляющая сопротивления учитывается в мощных источниках тока и обусловлена поверхностным эффектом при прохождении тока через металлические детали.

Рис. 2. Структура вольт-амперной характеристики ЭХГ



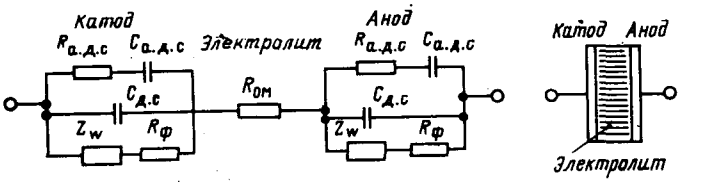


Рис. 3. Принципиальная схема замещения ЭХГ

Аппарат термодинамики позволяет оценить еще одну важную характеристику, определяющую суммарный эффект генерирования — термодинамический к. п. д. $\eta_т$, в том числе его предельные значения $\eta_{т.пред}$. И здесь, различные по физике процессов устройства могут быть рассмотрены с единой позиции, поскольку под термодинамическим к. п. д. понимается отношение полезно произведенной работы L к затраченной для ее получения энергии Q:

$$\eta_т = \frac{L}{Q}. \tag{10}$$

Предельный к. п. д. процессов в ХИТ и ЭХГ существенно отличается от к. п. д. циклических процессов рабочих тел энергоустановок типа парогенераторов, двигателей внутреннего сгорания и т. д. В случае циклических процессов предельным к. п. д., как известно, является к. п. д. цикла Карно

$$\eta_{т.\,пред\,К} = \frac{T_1 - T_2}{T_1} = 1 - \frac{T_2}{T_1} < 1. \tag{11}$$

Системы, работающие в циклических режимах, являются замкнутыми — с окружающей средой возможен обмен только энергией. Вещество же циркулирует внутри систем от одного источника к другому. Рассматриваемые ХИТ и ЭХГ представляют собой открытые системы, в которых происходит изменение вещества в результате химических реакций и массообмена через границу. В этом случае

$$\eta_{т.\,пред} = 1 - \frac{T\Delta S}{Q_р}, \tag{12}$$

где ΔS — изменение энтропии.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сравнительные характеристики $\eta_{т.пред}$ для этих двух случаев приведены на рис. 4. Видно, что при температурах до 1200 °К $\eta_{т.пред}$ выше, чем $\eta_{т.предк}$, а при рабочих температурах ЭХГ (ХИЭ) 300—350 К разница в к. п. д. велика. Даже с учетом потерь на необратимые процессы к. п. д. ЭХГ системы H_2—O_2 составляет 60—75 %, что намного выше к. п. д. тепловых машин. Из рис. 4 видно, что ХИЭ (ЭХГ) являются выгодными источниками — в них сохраняется высокий уровень к. п. д. в точке максимальной мощности.

Ограниченный ресурс работы, необходимость использования достаточно дефицитных материалов практически исключает возможность применения ХИТ в качестве основных стационарных источников энергии, однако они представляют безусловный интерес в качестве перспективных систем, предназначенных для аккумуляции энергии при неравномерной нагрузке в электрических сетях. Расчет показывает, что для широкого использования ХИТ они должны обладать следующими характеристиками: удельная энергия не менее 60 Вт·ч/кг, к. п. д. выше 65 %, ресурс не менее 5 лет (или 2000—3000 циклов), минимальное обслуживание, невысокая начальная стоимость. Существующие ХИТ не удовлетворяют многим из этих требований. Так, стоимость дешевых свинцовых аккумуляторов в 1,5—2 раза выше, а удельная энергия более, чем в 2 раза ниже требуемых значений. Кроме того, при широком использовании свинцовых аккумуляторов возникают проблемы сырья.

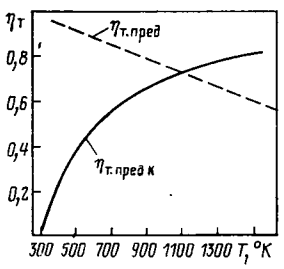


Рис. 4. Сравнение предельных к. п. д. цикла Карно ($\eta_{т.пред\,к}$) и ЭХГ (система H_2—O_2)

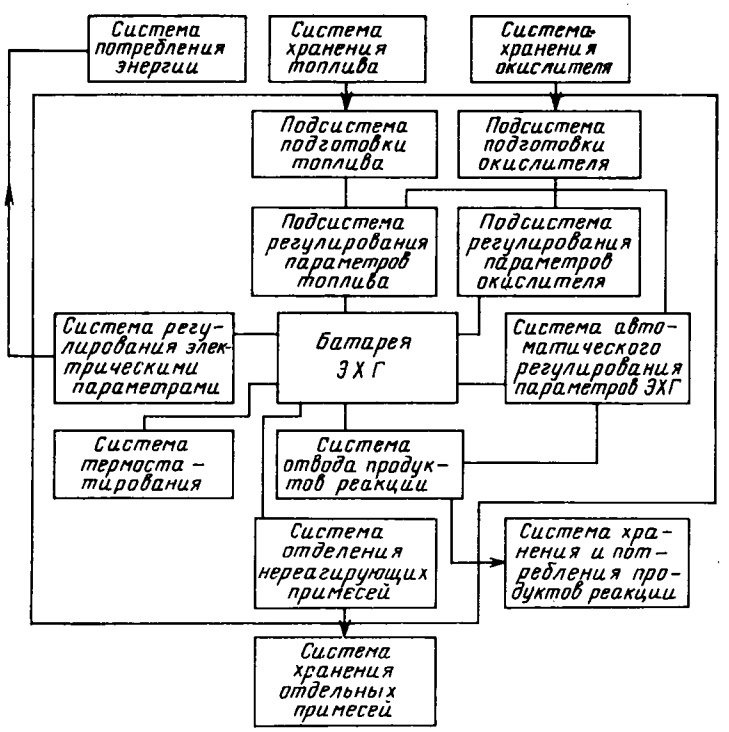


Рис. 5. Структурная схема электростанции с ЭХГ

Достаточно низкой стоимостью, приемлемым значением к. п. д. и удельной энергией обладают серно-натриевые, железо-сульфидно-литиевые и хлорно-цинковые аккумуляторы. Однако их создание находится в стадии научно-исследовательских разработок и предстоит решить еще множество проблем, в первую очередь, создать технологию массового производства.

Технико-экономический анализ показал, что наиболее целесообразно создавать аккумуляторные станции с ХИЭ мощностью порядка десятков мегаватт, относительно низким напряжением — 300—400 В при режиме работы — 6 ч заряд, 12 ч разряд. Так, для подстанции города с населением 50—100 тыс. чел оптимальной может быть аккумуляторная станция энергоемкостью 100 МВт·ч.

Электрохимические генераторы имеют перспективу применения во всех трех направлениях большой энергетики. Разработка ЭХГ достигла такой стадии, когда можно рассматривать реальные энергоустановки на их основе мощностью в десятки и сотни мегаватт. В первую очередь они, очевидно, будут применимы для покрытия пиковых нагрузок, а также в энергоустановках «слежения» за нагрузкой сети, которые включаются днем и компенсируют суточные колебания нагрузки, а ночью и в конце недели выключаются. Это связывается с важнейшей особенностью энергоустановки с ЭХГ — постоянство к. п. д. при различных нагрузках (от 40 до 100 % номинального значения), в то время как энергоблоки тепловых электростанций имеют к. п. д., резко зависящий от нагрузки (при 40 % мощность к. п. д. падает до 0,3). Еще ниже (0,25—0,28) к. п. д. для станций, обеспечивающих покрытие пиковых нагрузок. Максимально эффективными ЭХГ будут при использовании в качестве топлив угля и нефти. В более далекой перспективе они будут использоваться и для центральных электростанций, причем предполагается объединение ЭХГ с газификатором угля, поскольку непосредственное окисление природного топлива пока еще не представляется возможным.

Структурная схема электростанции с ЭХГ представлена на рис. 5. Топливо конвертируется до водорода и поступает непосредственно в батареи ЭХГ, куда подается также воздух. Вырабатываемый постоянный ток преобразуется в инверторе в переменный. Система вспомогательных агрегатов обеспечивает оптимальный баланс тепла (включая рекуперацию и использование тепловых потерь в ЭХГ для нужд теплофикации).

В настоящее время намечаются два варианта энергоустановок с ЭХГ: небольшой (порядка 100 кВт) мощности и мощностью до 600 МВт. Расчеты показывают, что, учитывая слабую зависимость эффективности работы ЭХГ от габаритов, возникает возможность рассредоточения энергогенерирующих станций, поскольку передача и распределение энергии в связанной («химической») форме зачастую выгоднее передачи электроэнергии на большие расстояния. Такие энергоустановки могут быть использованы для обеспечения электроэнергией и теплом небольших предприятий, жилых зданий, больниц и т. д. В США ведутся работы по созданию электростанций с ЭХГ мощностью до 5—7 МВт, использующих водород, конвентируемый из угля и нефти. Они,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

безусловно, носят демонстрационный характер, однако при переходе на более эффективные ЭХГ (высокотемпературные системы, работающие без использования дорогостоящих катализаторов), ожидается снижение капитальных затрат до нескольких сот рублей на киловатт, а суммарный с учетом теплофикации к. п. д. достигнет 75—80 %. При этом обеспечивается высокая экологическая чистота, малый расход воды, модульная конструкция, позволяющая строительство таких электростанций вблизи мест потребления и другие достоинства.

Станции с ЭХГ могут стать и мощными аккумуляторами, работающими как электролизеры (с разложением воды на водород и кислород) в ночные часы, и как генераторы энергии в период максимального потребления в энергосистеме. Наконец, ЭХГ — одна из самых перспективных установок для водородной энергетики (эко-энергетика). Генеральная схема эко-энергетики приведена на рис. 6.

Тепловая энергия получается в процессе ядерного распада или синтеза в реакторе, расположенном в удаленном месте (например, на прибрежных островах или на плавучих платформах). Вода разлагается на кислород и водород в электролизере, питающемся электрической энергией, полученной в системе паровая турбина — генератор переменного тока — выпрямитель или термохимическим путем. Трубопроводы доставляют водород и кислород к подстанциям, рассредоточенным в различных районах. Водород и кислород могут храниться на центральных станциях или на подстанциях для обеспечения электроэнергией объектов при пиковой нагрузке. Электроэнергия поступает непосредственно в распределительную сеть от генерирующих установок, расположенных на подстанциях. Такими установками могут быть газовые турбины или электрохимические генераторы, совмещенные в случае необходимости с генераторами переменного тока или инверторами. Предусматривается также непосредственная продажа водорода и кислорода с подстанций или с промежуточных участков для промышленных, коммерческих целей или для нужд жилых помещений.

Следует отметить, что новая идеология электроснабжения — децентрализованные энергосистемы, связанные с системами передачи топлива — требует принципиально новых решений. Это относится к таким задачам, как оценка надежности, стабильности, распределение токовых нагрузок, которые в условиях децентрализации электроснабжения должны отвечать совершенно иным требованиям. Так, например, водород и кислород могут храниться в достаточном количестве на центральной станции, однако учитывается потребность в них на децентрализованных станциях при работе на полную мощность, а также необходимость резервного запаса.

Проблема устойчивости энергосистемы, которая возникает при параллельной работе генераторов и связана с регулированием режимов работы вследствие различных

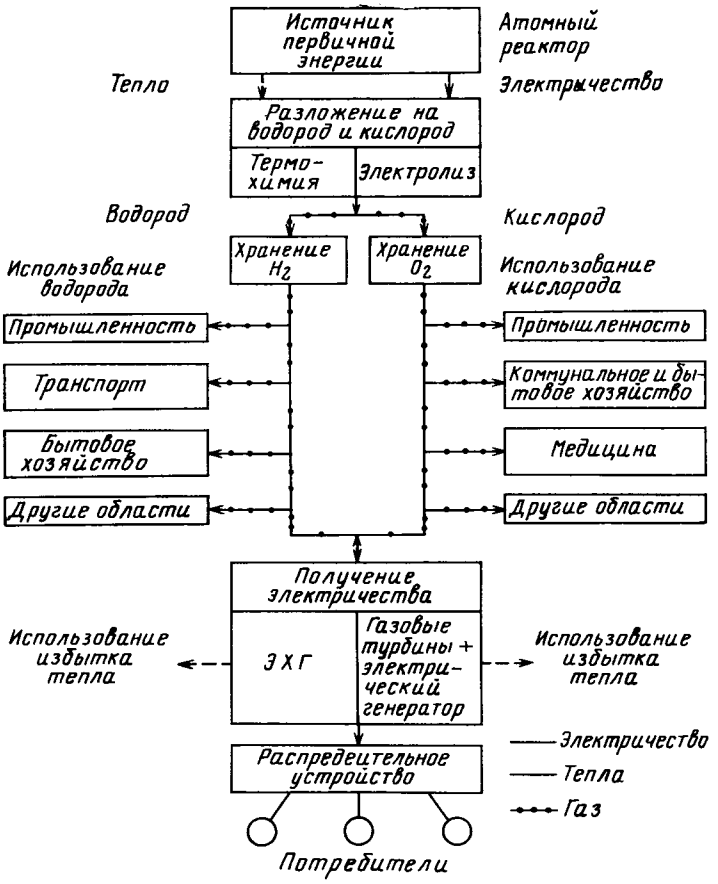


Рис. 6. Генеральная схема эко-энергетики

нагрузок в отдельных частях системы, резко упрощена в децентрализованном типе системы. Экономический анализ показал, что у систем с ЭХГ имеются определенные преимущества как при сравнении с атомными станциями, так и с электростанциями, оборудованными газовыми турбинами.

Оценки, проведенные в СССР, показали, что ЭХГ в перспективе могут конкурировать практически с любыми источниками электроэнергии с капитальными затратами выше 400 руб/кВт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф.** Электрохимические генераторы. — М.: Энергоиздат, 1982.
2. **Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф.** Экологическая энергетика. — Природа, 1974, № 9.
3. **Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф.** Прямое преобразование химической энергии в электрическую. — Природа, 1981, № 1.
4. **Антипов Л. И.** Теоретическая электрохимия. — М.: Высшая школа, 1975.
5. **Дасоян М. А.** Химические источники тока. — М.: Энергия, 1969.
6. **Феттер Е.** Электрохимическая кинетика. — М.: Химия, 1967.

[25.04.85]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.317.333.6:621.315.62.001.4

Расчет периодичности профилактических испытаний высоковольтных изоляционных конструкций и устройств с последовательным соединением элементов

ЛАПШИН В. А., канд. техн. наук

При последовательном соединении элементов, например, конденсаторов в батареях, диодов и тиристоров в выпрямителях и переобразователях, изоляторов в линиях электропередачи и т. д., пробой (закорачивание) одного из элементов в цепочке часто не приводит к изменению физического состояния других элементов, а вызывает лишь соответствующее увеличение приложенного к ним напряжения и рост интенсивности отказов. Таким образом, пробои элементов в последовательной цепочке происходят при постепенном нарастании приложенного к ним напряжения. Значение этого напряжения и характер его нарастания во времени непосредственно связаны с количеством оставшихся неповрежденных элементов, т. е. с их надежностью в условиях «самосогласованного» повышения приложенного к каждому элементу напряжения.

Методика расчета надежности таких устройств, которые в теории надежности принято называть системами с зависимыми элементами, в общем случае весьма сложна и доведена до инженерных формул и оценок практически только для случая экспоненциального закона распределения срока службы элементов [1, 2]. Но и в этом случае при большом числе последовательных элементов вычисления становятся трудоемкими.

Для изделий, применяемых в высоковольтной технике, как правило, характерно изменение интенсивности отказов в течение срока службы [3, 4]. Инженерная методика оценки надежности систем с последовательным соединением элементов с увеличивающейся или уменьшающейся интенсивностью отказов не разработана.

Задача профилактических испытаний заключается в выявлении изделий, параметры которых, определяющие работоспособность, выходят из области допустимых значений. Поскольку несвоевременное проведение профилактических испытаний так или иначе связано с ущербом (либо в результате недогрузки оборудования, либо из-за увеличения его аварийности), необходим обоснованный выбор интервалов времени между последовательными испытаниями. В настоящей статье приводятся расчетные формулы и зависимости, позволяющие с достаточной для практики точностью оценить периодичность проведения испытаний в тех случаях, когда опыт эксплуатации отсутствует или недостаточен для получения обоснованных выводов.

В рамках поставленной задачи целесообразно выделить два типа изделий с последовательными элементами. Первый тип изделий допускает замену неисправных элементов (например, в устройствах с последовательно включенными конденсаторами, диодами, изоляторами и т. д.). Периодичность проведения профилактических испытаний в данном случае определяется максимально допустимым числом пробитых элементов. Для второго типа изделий замена неисправных элементов не допускается, а периодичность испытаний определяется требованием эксплуатации без пробоя изделия в целом. В качестве характерного примера здесь можно привести емкостный накопитель энергии, если он состоит из цепочек последовательно (или последовательно-параллельно) включенных секций [5].

Расчет периодичности испытаний устройств с восстанавливаемыми элементами. Из теории надежности известно, что поток отказов изделий с большим числом восстанавливаемых (заменяемых) элементов сходится к пуассоновскому [1], при этом функция распределения (ФР) срока службы элементов приближается к экспоненциальной:

$$F(t) = 1 - \exp(-t/t_0), \tag{1}$$

где t_0 — средний срок службы элемента.

В начальный период эксплуатации, когда распределение срока службы элементов не соответствует (1), для оценки периодичности испытаний можно использовать результаты расчетов для второго типа изделий.

Предположим, что механизм отказа (пробоя) элементов в заданном диапазоне изменения приложенной к элементу нагрузки (например, электрического напряжения) соответствует физическому принципу надежности, т. е. надежность элемента зависит от выработанного им в прошлом ресурса и не зависит от того, как этот ресурс выработан [6]. Если в диапазоне изменения нагрузки физический механизм старения элементов остается неизменным, то можно считать справедливым и физический принцип надежности.

Предположим также, что число последовательно соединенных элементов n достаточно велико ($n \gg 1$). Это позволяет, не учитывая случайный характер пробоя отдельных элементов, считать, что напряжение на каждом из непробитых элементов $u_1(t)$ нарастает по закону

$$u_1(t) \approx U_0/n\,[1 - \tilde{F}(t)], \tag{2}$$

где U_0 — общее напряжение, приложенное к цепочке; $\tilde{F}(t)$ — искомая ФР срока службы элементов в условиях непрерывного нарастания приложенного напряжения закону (2).

Если известна ФР $F(u_1, t)$ срока службы элемента при фиксированной нагрузке u_1, а механизм отказа соответствует физическому принципу надежности, то, как показано в [7], ФР $\tilde{F}(t)$ срока службы при переменной нагрузке $u_1 = u_1(t)$ определяется соотношением

$$\tilde{F}(t) = F[u_1(t), \tau], \tag{3}$$

где зависимость $\tau = \tau(t)$ определяется решением дифференциального уравнения

$$d\tau/dt = 1 - F'_t[u_1(t), \tau]/F'_\tau[u_1(t), \tau]. \tag{4}$$

Предположим, что в выражении (1) зависимость $t_0 = t_0(u_1)$ может быть аппроксимирована степенной функцией (что обычно справедливо для высоковольтной изоляции [3, 4]):

$$t_0 = a u_1^{-b}, \tag{5}$$

где a и b — некоторые постоянные коэффициенты.

Тогда, решая (4) с учетом (1), (2), (5) и подставляя найденную зависимость $\tau = \tau(t)$ в (3), получим:

$$\tilde{F}(t) = 1 - \exp\left(-\frac{1}{t_0}\int_0^t [1 - \tilde{F}(t)]^{-b} dt\right), \tag{6}$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где t_0 — средний срок службы элемента при фиксированном напряжении $u_1 = U_0/n$ в соответствии с (5).

Заменим в (6)

$$\left.\begin{aligned} &\int_0^t [1-\widetilde{F}(t)]^{-b} dt = \omega; \\ &1-\widetilde{F}(t) = (d\omega/dt)^{-\frac{1}{b}}. \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

Решая полученное уравнение относительно новой неизвестной функции $\omega = \omega(t)$ и переходя снова к ФР $\widetilde{F}(t)$, найдем

$$\widetilde{F}(t) = 1-(1-bt/t_0)^{\frac{1}{b}}. \quad (8)$$

Задавая допустимое число пробитых элементов $q = \widetilde{F}(t_q)$, получим из (8) оценку длительности интервалов времени t_q между профилактическими испытаниями:

$$t_q = (t_0/b)[1-(1-q)^b]. \quad (9)$$

Необходимо отметить, что выражение (8), асимптотически справедливое при $n \to \infty$, при ограниченных значениях $n \approx 10$—100 дает несколько заниженную оценку надежности. Однако применение точных формул [1] требует трудоемких вычислений, которые при статистических оценках редко бывают целесообразными из-за невозможности точного определения коэффициентов в выражении (5).

Расчетная зависимость отношения bt_q/t_0 от параметра q при различных коэффициентах b представлена на рис. 1. Видно, что при $q \gtrsim 0{,}3$ и типичных значениях $b \gtrsim 6$ величина $t_q \approx t_0/b$. Согласно (8), срок службы элементов в последовательной цепочке не превышает некоторой величины $t_м = t_0/b$. Физически это объясняется тем, что при $n \gg 1$ (в пределе при $n \to \infty$) с приближением срока службы к $t_м$ скорость нарастания напряжения на элементах резко увеличивается и при $t = t_м$ становится, как следует из (2), бесконечно большой. Поскольку, как указывалось выше, распределение (8) при ограниченных значениях $n \approx 10$—100 дает пессимистическую оценку надежности, время $t = t_м$ можно считать оценкой снизу максимально возможного срока службы изделия в целом (т. е. в том случае, когда ФР $F(t)$ элементов соответствует (1) и изделие работоспособно до выхода из строя последнего элемента в цепочке).

Расчет периодичности испытаний устройств с невосстанавливаемыми элементами. Предположим, что изделие, состоящее из n последовательно соединенных одинаковых элементов ($n \gg 1$), входит в состав подсистемы из N параллельно работающих изделий. Отказ (пробой) хотя бы одного изделия вызывает отказ системы в целом, и восстановление ее работоспособности происходит только после отключения неисправного изделия.

Как правило, аварийные отказы изделий во время эксплуатации снижают надежность работы рассматриваемой подсистемы, а также энергокомплекса в целом, что вынуждает применять дополнительные меры по защите оборудования. Поэтому, если существуют методы выявления изделий с пробитыми элементами, а периодические испытания и отключение таких изделий возможны по условиям эксплуатации, можно рассматривать проведение периодических профилактических испытаний как метод повышения надежности работы оборудования.

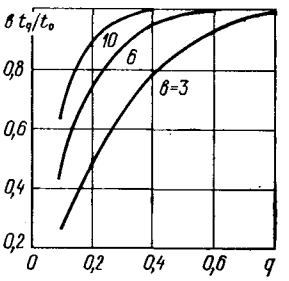


Рис. 1

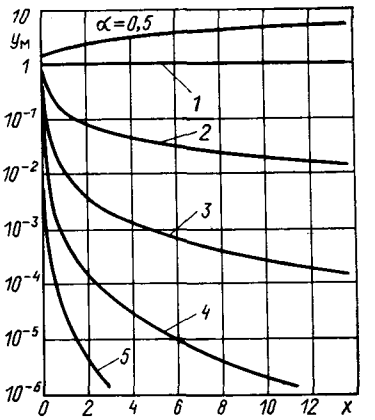


Рис. 2

Найдем зависимость интервала времени между испытаниями от времени проведения предыдущей проверки. Предположим, что распределение срока службы элементов при неизменном уровне напряжения описывается законом Вейбулла [3, 4]:

$$F(t) = 1-\exp[-(t/t_0)^\alpha], \quad (10)$$

где α — параметр, не зависящий от времени и приложенного к элементу напряжения; $t_0 = t_0(u_1)$ — средний срок службы элемента при напряжении u_1, соответствующий зависимости (5).

Заметим, что предположение о постоянстве параметра α и коэффициентов a и b в зависимости (5) не обязательно и сделано только для упрощения предлагаемого метода расчета.

Учитывая, что в результате предыдущего испытания, проведенного в момент времени t_1 (считая с момента ввода в эксплуатацию), все изделия с пробитыми элементами были отключены, т. е. в системе остались только элементы, проработавшие по меньшей мере до момента t_1 при постоянном напряжении на элементе u_1, найдем условную ФР (t/t_1) срока службы элементов, поработавших безотказно время t_1 [1]:

$$F(t/t_1) = 1-\exp\left[-\left(\frac{t+t_1}{t_0}\right)^\alpha + \left(\frac{t_1}{t_0}\right)^\alpha\right], \quad (11)$$

где для удобства время $t \in [0, \infty]$ отсчитывается с момента t_1.

Определим время до пробоя изделий в предположении, что повышение на элементах напряжения в результате пробоя некоторых из них началось сразу же после проведения испытаний, т. е. с момента $t=0$. Для этого запишем ФР $\widetilde{F}(t/t_1)$ при «самосогласованном» подъеме напряжения по закону (2). В соответствии с (3)

$$\widetilde{F}(t/t_1) = F[u_1(t), \tau/t_1] = 1-\exp\left[-\left(\frac{\tau+t_1}{t_0(t)}\right)^\alpha + \left(\frac{t_1}{t_0}\right)^\alpha\right], \quad (12)$$

где

$$\widetilde{t}_0(t) = t_0[u_1(t)] = [1-\widetilde{F}(t/t_1)]^b t_0. \quad (13)$$

Подставляя (12) в (4), найдем зависимость $\tau = \tau(t)$, подставляя которую обратно в (12) с учетом (13), получим:

$$\widetilde{F}(t/t_1) = 1-\exp\left\{-\left(\frac{t_1}{t_0}\right)^\alpha\left[\left(1+\frac{1}{t_1}\int_0^t \frac{dt}{[1-\widetilde{F}(t/t_1)]}\right)^\alpha - 1\right]\right\}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$\left.\begin{aligned}&\frac{1}{t_1}\int_0^t\left[1-\widetilde{F}(t/t_1)\right]^{-b}dt+1=z;\\&1-\widetilde{F}(t/t_1)=(t_1\,dz/dt)^{-\frac{1}{b}}.\end{aligned}\right\}\quad(15)$$

Заменим в (14)

Получим

$$\frac{dz}{dt}=\frac{1}{t_1}\exp\left[b\left(\frac{t_1}{t_0}\right)^{\alpha}(z^{\alpha}-1)\right].\quad(16)$$

После интегрирования будем иметь:

$$y=\left\{\frac{1}{\alpha}e^{x}\left[\Gamma\left(\frac{1}{\alpha},x\right)-\Gamma\left(\frac{1}{\alpha},xz^{\alpha}\right)\right]\right\}^{\alpha},\quad(17)$$

где

$$x=b\left(\frac{t_1}{t_0}\right)^{\alpha};\ y=b\left(\frac{t}{t_0}\right)^{\alpha};$$

$\Gamma\left(\frac{1}{\alpha},x\right)=\int_x^{\infty}\xi^{\frac{1}{\alpha}-1}e^{-\xi}d\xi$ — неполная гамма-функция [8].

Уравнение (17) разрешимо в явном виде относительно неизвестной ФР $\widetilde{F}(t/t_1)$ только в одном частном случае при $\alpha=1$. Получающееся при этом решение совпадает, естественно, с ранее полученным выражением (8).

В то же время из (17) легко получить величину максимально возможного срока службы изделия $t=t_м$, которую можно использовать в качестве оценки длительности интервалов времени между испытаниями. Для этого заметим, что при $\widetilde{F}(t/t_1)\to 1$ согласно (15) величина $z\to\infty$, откуда

$$y|_{z\to\infty}=y_м=b\left(\frac{t_м}{t_0}\right)^{\alpha}=\left[\frac{1}{\alpha}e^{x}\Gamma\left(\frac{1}{\alpha},x\right)\right]^{\alpha}.\quad(18)$$

Если $\alpha=1$, то, как нетрудно видеть, $t_м=t_0/b$ и не зависит от t_1, что совпадает с полученным ранее. При $t_1=0\,(x=0)$ и $\alpha\gtrsim 3$ зависимость (18) заменяется простой формулой

$$t_м\approx t_0/b^{\frac{1}{\alpha}},\quad(19)$$

поскольку

$$\Gamma\left(\frac{1}{\alpha},0\right)=\Gamma\left(\frac{1}{\alpha}\right)\approx\alpha\ (\alpha\gg 1).$$

На рис. 2 изображены графики функции $y_м=\varphi(x)$, рассчитанные по (18), для некоторых значений α.

При выполнении расчетов целесообразно ориентироваться на минимальные значения параметров (α, b, t_0), что даст некоторый запас по надежности. Так как время $t_м$ — максимальный срок службы изделия, необходимо оценить коэффициент запаса. Предположим, что ФР $\widetilde{F}(t)$ соответствует (8), т. е. $\alpha=1$. При конечных значениях n (числа элементов в цепочке) распределение срока службы изделия можно описать распределением для наиболее надежного элемента в выборке из n элементов [1]:

$$\widetilde{F}_n(t)=\widetilde{F}^n(t).\quad(20)$$

В подсистеме из N изделий распределение срока службы наименее надежного изделия имеет вид

$${}_1\widetilde{\Phi}_N(t)=1-\left[1-\widetilde{F}_n(t)\right]^N\approx 1-\exp\left[-N\widetilde{F}_n(t)\right].\quad(21)$$

Задаваясь значениями ${}_1\widetilde{\Phi}_N(t)\approx 10^{-2}-10^{-1}$ (т. е. один аварийный отказ за период времени, включающий 10—100 испытаний), $N\approx 10^3-10^4$, $n\approx 10-100$ и $b\gtrsim 3$, получим, что периодичность испытаний $T_и=(0{,}8-0{,}9)t_м$, т. е. коэффициент запаса составляет 0,8—0,9. При $\alpha>1$ коэффициент запаса можно увеличить, а при $\alpha<1$ несколько уменьшить по сравнению с рассчитанным по формулам (8), (20), (21).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д.** Математические методы в теории надежности. — М.: Наука, 1965.
2. **Вопросы** математической теории надежности / Е. Ю. Барзилович, Ю. К. Беляев, В. А. Каштанов и др. Под ред. Б. В. Гнеденко. — М.: Радио и связь, 1983.
3. **Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г., Шилин О. В.** Вопросы надежности изоляции высокольтных импульсных конденсаторов. — Электричество, 1978, № 9.
4. **Надежность** и долговечность полимерной изоляции импульсных кабелей при ограниченном сроке службы / Г. С. Кучинский, Г. Г. Лысаковский, А. Н. Перфилетов и др. — Электричество, 1978, № 9.
5. **Техника** больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В. С. Комелькова. — М.: Атомиздат, 1970.
6. **Пешес Л. Я., Степанова М. Д.** Основы теории ускоренных испытаний на надежность. — Минск: Наука и техника, 1972.
7. **Лапшин В. А.** О взаимосвязи срока службы и электрической прочности высоковольтной электрической изоляции. — Электричество, 1985, № 1.
8. **Справочник** по специальным функциям. — М.: Наука, 1979.

[10.07.85]

УДК 621.314.222.8.015.4:538.221.001.24

О подавлении феррорезонанса трансформаторов напряжения 110—500 кВ

ЗИЛЕС Л. Д., канд. техн. наук

ВНИИЭ

Феррорезонансные явления возникают в электрических сетях при отключениях систем шин с электромагнитными трансформаторами напряжения современными воздушными выключателями, имеющими мощную емкостную шунтировку контактов. В [1—3], например, содержатся различные предложения по предупреждению или подавлению феррорезонанса. Эти предложения, как правило, основаны на результатах расчетов на ЭВМ переходных процессов в конкретных схемах с определенными значениями параметров. В силу особенностей нелинейных процессов в электрических цепях распространение этих результатов на схемы с другими параметрами представляет определенные трудности, поэтому вопрос универсальности и эффективности рекомендуемых мероприятий остается неясным. В первую очередь это относится к включению активных сопротивлений во вторичную обмотку трансформатора напряжения, так как не выяснено, всегда ли таким образом можно подавить феррорезонансные колебания и что будет происходить после отключения сопротивления. Основной при-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

чиной такой неопределенности является отсутствие ясной физической картины явления феррорезонанса и вытекающие отсюда трудности инженерной оценки параметров явления и эффективности мер по его предотвращению.

Целью настоящей статьи является уточнение физической картины феррорезонансных процессов и рассмотрение на этой основе включения сопротивления во вторичную обмотку трансформатора напряжения для подавления резонанса.

Схема замещения распредустройства при отключении системы шин с трансформатором напряжения приведена на рис. 1. Здесь U — напряжение на оставшихся в работе шинах или присоединениях; $C_в$ — суммарная емкость между контактами отключающихся выключателей; $C_ш$ — суммарная емкость на землю отключенной системы шин; L — нелинейная индуктивность трансформатора напряжения; R — сопротивление его обмотки; U_0' — напряжение на емкости $C_ш$ в момент отключения. Элементарным преобразованием эта схема приводится к виду на рис. 2, где обозначено: $e=U\frac{C_в}{C}$; $U_0=U_0'\frac{C_ш}{C}$; $C=C_в+C_ш$.

Рассмотрим процессы в контуре рис. 2. Характеристика намагничивания индуктивности приведена на рис. 3 и является известной аппроксимацией реальной характеристики трансформатора напряжения. Пусть U_0, i_0, ψ_0 — напряжение на емкости, ток и потокосцепление в начальный момент времени t_0; $e=E_m\sin(\omega t+\varphi_0)$. Обозначим также L_1 — значение индуктивности на «ненасыщенном» участке кривой намагничивания, L_2— то же в зоне насыщения магнитопровода ($L_1\gg L_2$). Остальные обозначения ясны из рис. 2 и 3.

Характерные оценки параметров схемы для случая отключения выключателями системы шин с трансформатором напряжения: $E_m=(0{,}2\div 0{,}6)U_m$, где U_m — напряжение на оставшейся в работе ошиновке или присоединениях (максимальное значение); $\omega L_1\approx 15\cdot 10^6$ Ом; $\omega L_2\approx 10^4$ Ом; $i_N\approx 10\div 15$ мА (по данным [1] для трансформатора напряжения НКФ 220 кВ). Емкость C для обычно встречающихся подстанций колеблется от одной до нескольких тысяч пикофарад. Активное сопротивление R обмотки трансформатора напряжения в зависимости от номинального напряжения составляет 5—25 кОм. Значение U_0 зависит от режима, предшествующего рассматриваемому, и в дальнейшем может быть принято различным.

Начнем рассмотрение с момента времени $t_0=0$, причем $|\psi_0|<\Psi_N$, что соответствует ненасыщенному состоянию магнитопровода. Контур в этих условиях является линейным, с индуктивностью L_1, причем $\omega L_1>1/\omega C$. Если U_0 не совпадает с вынужденной составляющей напряжения в этот момент времени, то в контуре начнется переходный процесс. Так как потери в контуре малы, то напряжение на емкости в переходном процессе равно

$$U_c(t)=-U_{cm}\sin(\omega t+\varphi_0)+(U_{cm}\sin\varphi_0+U_0)e^{-\alpha t}\cos\beta t+$$
$$+\frac{U_{cm}}{\beta}\,\omega\cos\varphi_0 e^{-\alpha t}\sin\beta t+\frac{i_0}{\beta C}e^{-\alpha t}\sin\beta t, \qquad (1)$$

где $U_{cm}=\frac{E_m}{\omega^2L_1C-1}$; $\alpha=\frac{R}{2L_1}$; $\beta=\sqrt{\frac{1}{L_1C}-\alpha^2}$.

Анализ этого напряжения с учетом численных значений, приведенных выше, при дополнительном условии $i_0=0$ (отключение выключателей в момент прохождения кривой тока через нуль) показывает, что основную роль в процессе играет начальное напряжение U_0, и уравнение (1) принимает вид

$$U_c(t)\approx U_0e^{-\alpha t}\cos\beta t.$$

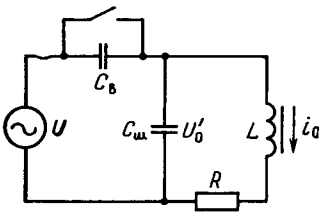


Рис. 1. Схема замещения распредустройства при отключении выключателями системы шин

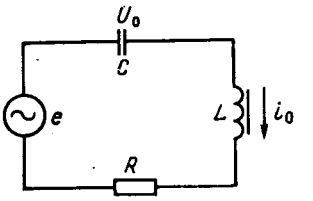


Рис. 2. Контур RLC с нелинейной индуктивностью

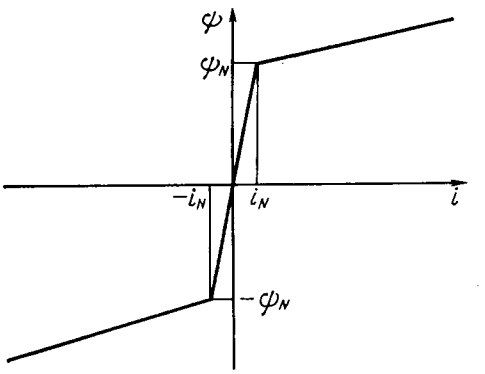


Рис. 3. Идеализированная кривая намагничивания нелинейной индуктивности

Если рассматриваются значения времени существенно менее периода низкой частоты β и постоянной времени $1/\alpha$, то получается более грубая, но предельно простая оценка: $U_c(t)\approx U_0$. Этот низкочастотный процесс обусловит изменение потокосцепления:

$$\psi=\psi_0+\int_0^t U_L(t)\,dt=\psi_0+\int_0^t(e-U_c(t))\,dt. \qquad (2)$$

Ввиду колебательного характера e и $U_c(t)$ дальше возможны две ситуации. Первая состоит в том, что ψ не достигает колена кривой намагничивания. Тогда после затухания низкочастотной составляющей установится обычный, нерезонансный режим колебаний потокосцепления с частотой источника э. д. с. Если же значение потокосцепления достигнет колена кривой намагничивания (вторая ситуация), начнется переходный процесс в контуре на рис. 2 с индуктивностью $L_2\ll L_1$. Этот высокочастотный процесс будет содержать лишь один импульс тока. Единичный характер процесса связан с тем, что характеристика намагничивания (рис. 3) допускает изменение полярности тока только после изменения потокосцепления от одного колена до другого. Так как на это требуется время, то импульсы тока разных высокочастотных процессов оказываются изолированными друг от друга. Выражение для тока легко получить дифференцированием выражения $U_c(t)$. Считая, как и выше, что основной вклад в процесс вносит напряжение на емкости U_0, из (1) получим:

$$i(t)=\beta_2CU_0e^{-\alpha_2 t}\sin\beta_2 t,$$

где $\alpha_2=\frac{R}{2L_2}$; $\beta_2=\sqrt{\frac{1}{L_2C}-\alpha_2^2}$.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Время существования этого тока — около полупериода собственных колебаний контура, имеющих частоту β_2. Как и следовало ожидать, амплитуда импульсов тока пропорциональна заряду емкости CU_0.

Таким образом, высокочастотная стадия процесса заключается в изменении заряда емкости однократным импульсом относительно большого тока $i_{max} \approx CU_0\beta_2$. При этом изменение напряжения на емкости, как легко видеть из (1), по абсолютной величине не превосходит двойной амплитуды вынужденной составляющей напряжения на емкости.

После окончания высокочастотной стадии снова наступает низкочастотная и т. д.

Резюмируя сказанное, приходим к выводу, что процесс в феррорезонансном контуре на рис. 2 состоит из двух чередующихся стадий: низкочастотной и высокочастотной. Низкочастотная заключается в изменении потокосцепления медленно меняющимся напряжением на емкости. Высокочастотная представляет собой относительно быстрое изменение заряда емкости большим током, причем время протекания этой стадии близко к полупериоду собственной частоты контура, имеющего индуктивность L_2. Чередование этих стадий может прекратиться на каком-то этапе или продолжаться неопределенное время нерегулярно либо регулярно, через равные промежутки времени. В последнем случае мы имеем дело с одним из установившихся режимов схемы на рис. 2. Если стадии чередуются через 0,01 с, то речь идет о феррорезонансных колебаниях на основной частоте. Ввиду особой важности феррорезонанса на основной частоте рассмотрим этот процесс подробно.

Характерные осциллограммы его приведены, например, в [2]. Напряжение на индуктивности имеет «уплощенную» форму, токи имеют вид острых пиков. Из предыдущего следует, что «уплощенная» часть кривой напряжения соответствует низкочастотной стадии процесса, быстрое изменение напряжения, совпадающее по времени с импульсом тока — высокочастотной стадии. Изложенные выше представления дают возможность оценить соответствующие величины. Пусть низкочастотная стадия установившегося феррорезонансного процесса начинается в момент, когда напряжение на емкости равно $U_р$, и она протекает между двумя последовательными насыщениями магнитопровода трансформатора напряжения. Из соображений симметрии следует, что в течение этой стадии потокосцепление изменяется от одного колена кривой намагничивания до противоположного. Поэтому в уравнении (2), описывающем эту стадию, следует принять $\psi_0 = -\Psi_N$ и $\psi = \Psi_N$ или наоборот, а t=0,01 с. Подставляя сюда оценку $U_c(t) \approx U_р$ и пренебрегая интегралом от синусоидальной э. д. с., получим $2\Psi_N = -U_р T$, где T=0,01 с. Отсюда $|U_р| \approx \approx 2\Psi_N/T$.

Следующая низкочастотная стадия, как предполагается, продолжается также 0,01 с. В течение этой стадии должно произойти изменение потокосцепления также на величину $2\Psi_N$, но в обратном направлении. Это значит, что напряжение на следующей низкочастотной стадии равно $-U_р$. Таким образом, напряжение на емкости меняет знак каждые 0,01 с, но его значение остается постоянным и равным $2\psi_N/T$. Изменение знака напряжения связано с протеканием высокочастотной стадии. Полученные результаты позволяют оценить ток высокочастотной стадии:

$$i_{max} \approx CU_р\beta_2 \approx C\beta_2 \frac{2\Psi_N}{T}.$$

На рис. 4 сплошной линией показано напряжение при исследуемом процессе. Перезарядки емкости происходят каждые 0,01 с вокруг мгновенного значения вынужденной составляющей напряжения на емкости в контуре на рис. 2 при $L=L_2$. Если L_2 мало, то $U_{вын} \approx \approx e$.

Рассмотрим теперь вопрос включения сопротивления во вторичную обмотку трансформатора напряжения. Расчетная схема для этого случая показана на рис. 5. Здесь трансформатор напряжения представлен Т-образной схемой с индуктивностями рассеяния обмоток $L'_р$ и $L''_р$. R' — сопротивление, включаемое со стороны

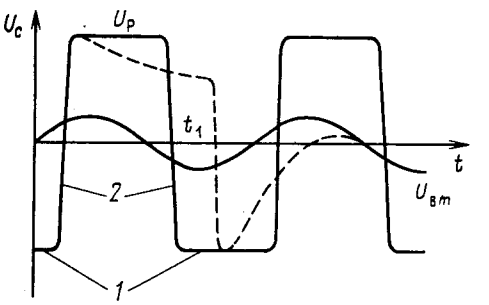


Рис. 4. Установившийся феррорезонанс на основной частоте (сплошная линия) и его ликвидация включением сопротивления во вторичную обмотку трансформатора напряжения (пунктир): *1* — низкочастотные стадии процесса; *2* — высокочастотные стадии процесса.

НН, приведенное к стороне ВН. Сопротивление R обмотки ВН, указанное на рис. 2, здесь не учитывается ввиду его малого значения по сравнению с R'. Остальные обозначения соответствуют рис. 2.

Будем считать, что сопротивление R' включается при наличии установившегося феррорезонансного процесса основной частоты на стороне ВН трансформатора. Это значит, что напряжение на емкости $U_р$ за время 0,01 с приводит к изменению потокосцепления на величину $2\psi_N$. Примем также, что R' включается в течение низкочастотной стадии процесса. Основанием для такого предположения служит то обстоятельство, что эта стадия занимает подавляющую часть периода феррорезонансных колебаний, и вероятность попадания в эту стадию практически близка к единице.

В течение низкочастотной стадии индуктивность не насыщена, следовательно, ток в ней мал. При достаточно малых R' можно пренебречь током нелинейного шунта и рассматривать процесс в контуре, образованном емкостью C, сопротивлением R' и линейной индуктивностью рассеяния $L_р = L'_р + L''_р$. Для оценки порядка величин учтем, что индуктивное сопротивление рассеяния, приближенно определенное по наклону вольт-амперной характеристики трансформатора напряжения в области насыщения, $\omega L_р \approx 10^4$ Ом.

После включения сопротивления в контуре начинается переходный процесс, причем амплитуда вынужденного напряжения на емкости равна

$$U_{вm} = E_m \frac{x_c}{\sqrt{(x_c - x_{L_р})^2 + (R')^2}},$$

а время разряда емкости характеризуется постоянной времени $R'C$. Разряд емкости приведет к замедлению роста потокосцепления, поэтому очередная высокочастотная стадия наступит позже, чем при отсутствии сопротивле-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ния (см. рис. 4, пунктирная линия). Напряжение на емкости к этому моменту несколько снизится, но, поскольку в течение высокочастотного процесса напряжение на емкости изменяется вокруг мгновенного значения вынужденной составляющей напряжения, то в самом неблагоприятном случае изменение момента наступления этой стадии способно несколько скомпенсировать потерю напряжения. Такому процессу соответствует момент t_1 на рис. 4. Исходя из этого, будем с запасом считать, что первая после включения сопротивления высокочастотная стадия привела к восстановлению напряжения на емкости до $U_р$. Выберем сопротивление таким, чтобы не допустить следующего насыщения магнитопровода. Если $R' > 2\sqrt{L_р/C}$, то разряд емкости будет апериодическим. В этом случае, самом неблагоприятном с точки зрения накопления потока в магнитопроводе, из уравнений контура на рис. 5 можно получить следующую оценку:

$$\int_0^{3R'C} U_р \exp\left(-\frac{t}{R'C}\right) dt < 2\left(\Psi_N - \frac{E_m}{\omega}\right).$$

При выполнении этого условия потокосцепление не достигнет колена кривой намагничивания Ψ_N, и насыщение магнитопровода будет исключено. Неравенство упрощается, если учесть, что амплитуда э. д. с. в контурах на рис. 2 и 5 равна $E_m = \frac{C_в}{C} U_m$, где $C = C_в + C_ш$, U_m — амплитуда напряжения на шинах, оставшихся в работе. Если учесть также оценку для напряжения установившихся феррорезонансных колебаний, приведенную выше, то получим

$$R' \leqslant \frac{1}{100C}\left(1 - \frac{C_в}{C\Psi^*}\right), \qquad (3)$$

где $\Psi^* = \Psi_N \omega / U_m$.

При $C_в/C = 0{,}3$, $C = 3000$ пФ, $\psi^* = 1{,}3$ имеем $R' \leqslant 2 \cdot 10^6$ Ом. При пересчете на сторону НН имеем $r' \leqslant 0{,}42$ Ом для трансформатора 220 кВ. Это вполне согласуется с рекомендациями [2], полученными расчетами на ЭВМ.

Так как после включения сопротивления, удовлетворяющего условию (3), насыщений магнитопровода больше не будет, то по истечении времени, примерно равного $3R'C$, напряжение на емкости будет изменяться синусоидально с амплитудой $U_{вm}$, которая легко определяется расчетом установившегося режима схемы рис. 5. Если сопротивление R' мало, то $U_{вm} \approx E_m$.

После отключения этого сопротивления снова образуется контур, показанный на рис. 2, дальнейший ход процессов в котором зависит от начальных условий, созданных при отключении сопротивления, в частности, от $U_{вm}$. Будем считать, что отключение сопротивления производится в момент, когда кривая тока в нем проходит через нуль. Если $R' \ll \omega L_р$, то ток в нелинейной индуктивности (рис. 5), а также потокосцепление близки к нулю, а напряжение на емкости — к максимуму. Представляя эти данные в (1) и (2) и выполнив интегрирование, получаем, что насыщение индуктивности после отключения сопротивления не произойдет, если справедливо неравенство:

$$|U_c + 1| + \left|\frac{U_c - U_в}{\gamma}\right| < \Psi, \qquad (4)$$

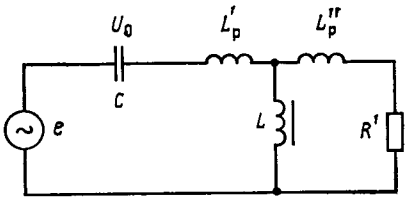


Рис. 5. Схема замещения контура с сопротивлением, включенным во вторичную обмотку трансформатора напряжения

где $U_c = \frac{U_{cm}}{E_m}$; $U_в = \frac{U_{вm}}{E_m}$; $\gamma = \frac{\beta}{\omega}$; $\Psi = \frac{\Psi_N \omega}{E_m} = \Psi^* \frac{U_m}{E_m}$.

Зная U_c, можно найти $U_в$ и, следовательно, такое R', при котором после его отключения насыщение магнитопровода будет исключено.

Расчет схемы с приведенными выше параметрами при дополнительном допущении $\psi = 4$ и $\gamma = 0{,}3$ дает, например, $R' > 0{,}6 \cdot 10^6$ Ом. Таким образом, если, как указано выше, $R' \leqslant 2 \cdot 10^6$ Ом, то феррорезонанс будет устранен. Если к тому же $R' > 0{,}6 \cdot 10^6$ Ом, то будет исключено возникновение феррорезонанса после отключения сопротивления.

Физически наличие нижней границы для R' связано с тем, что при его увеличении уменьшается амплитуда $U_{вm}$ вынужденной составляющей напряжения на емкости в схеме на рис. 5. Уменьшение же амплитуды $U_{вm}$ означает уменьшение напряжения на емкости, и, следовательно, уменьшение риска насыщения магнитопровода после отключения сопротивления.

Если $U_в$ удовлетворяет неравенству (4), то сопротивление на вторичной стороне трансформатора напряжения может быть просто отключено. Включение вместо него другого, большего сопротивления как это предлагается в [4], не требуется. Последнее мероприятие может иметь смысл только в случае, когда не выполняется (4), т. е. после отключения сопротивления возможно насыщение магнитопровода.

Физический смысл включения большого сопротивления заключается в дополнительном разряде емкости в схеме на рис. 5 и некотором расширении тем самым диапазона безопасных с точки зрения насыщения магнитопровода значений напряжения $U_в$. Для количественного анализа этого процесса и выбора значения сопротивления надо составить уравнение для потокосцепления и найти из него значение R_2', при котором $|\psi| < \Psi_N$ для всех значений времени t. При решении уравнений следует учитывать, что отключение малого сопротивления и включение большого происходят в момент, когда напряжение на емкости близко к максимуму, а ток и потокосцепление — к нулю.

Более простая, хотя и более грубая оценка этого сопротивления может быть получена из следующих соображений. Пусть отключение малого сопротивления произошло в момент, когда напряжение на емкости близко к максимуму, равному $U_{вm}$. Тогда аналогично изложенному выше при выводе неравенства (3), получим, что потокосцепление не достигнет колена кривой намагничивания в случае включения вместо R' сопротивления R_2', такого, что

$$R_2' < \frac{\Psi - 1}{\omega C U_в}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

При выводе этой формулы учтено, что постоянная времени разряда емкости в схеме на рис. 5 оценивается величиной $2R_2' C$ при условии, что R_2' соизмеримо с ωL_1.

После разряда емкости через сопротивление R_2' на ней установится синусоидальное напряжение с амплитудой $U_{в2m} < U_{вm}$. Таким образом, включение сопротивления R_2' приведет к уменьшению напряжения на емкости при отсутствии насыщения магнитопровода. Если величина $U_{в2m}$ удовлетворяет неравенству (4), то сопротивление R_2 может быть отключено по истечении времени $T_2 \approx 6R_2' C$ без риска возникновения феррорезонансных колебаний.

Выводы. 1. Процессы в последовательном колебательном контуре с нелинейной индуктивностью состоят из чередующихся низко- и высокочастотных стадий. В течение первых происходит относительно медленное изменение потокосцепления, в течение вторых — быстрое изменение заряда емкости.

2. Феррорезонансные колебания на основной частоте трансформатора напряжения с емкостями ошиновки и выключателей могут быть устранены включением во вторичную обмотку сопротивления, значение которого не превышает критическое, зависящее от параметров схемы.

3. Напряжение на емкости через некоторое время после включения сопротивления становится синусоидальным. Если амплитуда этого напряжения не превосходит определенное значение, зависящее от параметров схемы, сопротивление может быть отключено без риска возобновления феррорезонансных явлений.

4. Сопротивления необходимо включать на время, равное нескольким постоянным времени апериодического разряда емкости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Павлов В. И., Максимов В. М.** Феррорезонанс на шинах в сетях с заземленной нейтралью. — Электрические станции, 1975, № 1.

2. **Цирель Я. А., Поляков В. С.** Феррорезонансные явления в сетях с глухозаземленной нейтралью и мероприятия по их предотвращению. — Электрические станции, 1977, № 3.

3. **Сиротинский Л. И.** Техника высоких напряжений. Ч. III. — М.: ГЭИ, 1959.

4. **Назаров А. И.** Исследования феррорезонансных процессов с выключателями типа ВВБ в сетях 150 кВ. — Энергетика и электрификация, 1982, № 1.

[11.04.86]

УДК 537.523.5:537.311.6:621.3.012.8.001.57

Схемы замещения электрической дуги постоянного тока

ИОНОВ Ю. Г.

Днепропетровск

Схемы замещения электрических дуг [1—4] могут применяться для исследования поведения электродуговых систем вблизи положения их равновесия, анализа устойчивости горения электрической дуги и условий согласования дуги с источниками энергии, идентификации экспериментальных данных о динамических свойствах дуги и др.

Синтезу схемы замещения дуги постоянного тока известными методами [5] предшествует математическое описание физических процессов в дуге и построение ее модели в виде операторного выражения для передаточной функции сопротивления (или проводимости) [1—4]. Качество синтезируемой схемы определяется адекватностью динамических процессов в ней и в электрической дуге, которую схема замещает. В значительной мере оно зависит от математического моделирования динамических процессов в дуге. В связи с этим необходимо выявить особенности моделирования и определить ограничения в применении соответствующих схем. Этому посвящена данная статья, в которой математическое моделирование основывается только на методах МГД-описания плазмы как сплошной среды. В статье предлагаются схемы замещения, при синтезе которых в определенной степени учтены особенности ранее известных моделей. В этом отношении ее следует рассматривать как продолжение работ [4, 6].

Исходными при моделировании динамических процессов являются уравнения электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена [7]. В результате преобразований [8] эти уравнения сведены к системе, состоящей из уравнений энергии и движения. Если далее с помощью специальных масштабов [9, 10] сделать систему полностью безразмерной и оценить значения коэффициентов в уравнениях аналогично [10], то после отбрасывания членов с коэффициентами второго и более высоких порядков малости получим:

$$\rho \frac{\partial v}{\partial t} \approx j \times B; \quad (1)$$

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} = jE - \rho c_p v \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}\left(\lambda r \frac{\partial T}{\partial r}\right) - Q + \frac{\partial P}{\partial t}. \quad (2)$$

Здесь система уравнений записана уже в общепринятом виде в пренебрежении изменением параметров вдоль продольной координаты единичного объема дуговой плазмы. Уравнения отражают термо- и магнитогидродинамические процессы в дуге, ее неоднородный нагрев и, в частности, тот факт, что единичному объему плазмы дуги свойственно движение со скоростью v.

Задача разработки модели, приемлемой для синтеза схем замещения дуги, остается еще трудноразрешимой. Поэтому рассмотрим условия горения электрической дуги в цилиндрическом канале, когда можно и далее упростить систему уравнений (1) и (2). Оценим вначале роль радиальной конвекции, принимая во внимание результаты работ [7, 9, 11—16]. При различных условиях горения дуга имеет различные параметры и однозначно толковаться не может [9, 13]. В частности, автор работы [9], моделируя прерываемую электрическую дугу постоянного тока и имитируя момент обрыва скачкообразным изменением температуры стенки канала, приходит к выводу, что это возмущение вызывает ра-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

диальный конвективный поток, который играет существенную роль в изменении температуры плазмы. Но он же приводит результаты многочисленных экспериментальных и теоретических исследований (Йонеса Г., Фреемана Г., Детлоффа Л. и др.), которые показывают, что радиальная конвекция не играет существенной роли в переносе энергии нестационарного дугового разряда. Конечно, в картине движения газа, взаимодействующего с дугой, очень много моментов, неясных даже в качественном отношении [7, 11, 13—15], хотя имеется достаточно много экспериментальных данных по исследованию нестационарных процессов в дуге [1, 2, 7, 12, 16—20]. Для дуг в протяженных каналах можно принять, что газовый поток обтекает зону разряда и нагревается за счет тепловых потоков, направленных против градиента температуры. При этом вдоль боковой поверхности ствола дуги формируются вязкий и тепловой пограничные слои. В их сторону перемещается выделяемое в зоне разряда тепло, которое поступает вдоль изотерм по направлению и со скоростью нагретого потока. Если значение коэффициента кинематической вязкости близко к значению коэффициента температуропроводности (а это предположение для стабилизированных каналом дуг допустимо [11]), то указанные слои совпадают. В этом случае они могут отражать характер протекания тепловых процессов в стволе и влияние на него расхода газа. При дозвуковых скоростях пограничный слой может быть как ламинарным, так и турбулентным [16]. Экспериментальные данные указанной работы показывают, что теплообмен в стабилизирующем канале между стенкой канала и дугой при числах Рейнольдса $Re<500$ в большей степени определяется не гидродинамикой потока, а тепловыделением в дуге и молекулярной теплопроводностью. При $Re>500$ в пристеночной зоне может иметь место турбулентный теплообмен при наличии ламинарной тепловыделяющей зоны. Для течения при малых Re является характерным то, что уже на 2—3 калибрах заканчивается перестройка профиля температуры, а тепловыделение и теплоотвод становятся постоянными по длине. Вблизи стенки происходит резкое изменение профиля температур. Но по мере удаления от поверхности стенки интенсивность действия сил ослабевает и происходит плавный переход к условиям, характерным для внешнего потока плазмы. В этом потоке (ствол дуги) направление скорости движения параллельно изотермическим поверхностям ствола [21], вследствие чего конвективный вынос энергии из внутренней зоны пренебрежимо мал по сравнению с выносом энергии в результате теплопроводности и излучения. На этом основании в правой части уравнения (2) можно пренебречь дивергенцией конвективного потока, а влияние расхода газа учесть граничными условиями третьего рода посредством коэффициента теплоотдачи. При этом учитывается, что каждому распределению температуры в канале соответствует определенное значение расхода газа через него. Дополнительное упрощение уравнения энергии основывается на том, что при давлениях, близких к атмосферному, и дозвуковых скоростях потока плазмы (именно эти условия рассматриваются в данном случае) изменением давления можно пренебречь. Численное исследование [22] показывает справедливость такого допущения. Действительно, характерные значения времени τ установления (выравнивания) давления ($\tau_р \approx 10^{-7}$—10^{-6} с) значительно меньше времени установления электропроводности ($\tau_д \approx 10^{-5}$—10^{3} с) и тепловых параметров ($\tau_т \approx 10^{-4}$—10^{-1} с). Следовательно, быстро устанавливающееся давление можно считать квазистационарным. Окончательно уравнение энергии принимает следующий вид:

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} = \sigma E^2 + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}\left(r\lambda \frac{\partial T}{\partial r}\right) - Q. \qquad (3)$$

Рассмотрим теперь уравнение (1). Известно [13, 23], что влияние силы Лоренца на движение потока становится существенным при резком искривлении дуги. Обычно в нестационарном режиме индуцированное объемной силой Лоренца магнитное поле стремится оттолкнуть поток дуговой плазмы от центра кривизны. Этому будет способствовать изменение тока, если вызванное таким образом изменение силы Лоренца не будет уравновешено другими, стабилизирующими (например, термическими) силами. Многочисленные эксперименты, описанные, например, в работах [15, 20], свидетельствуют, что после достижения некоторого критического тока дестабилизирующие дугу силы Лоренца оказываются сильнее стабилизирующих сил. Механизм ускорения газа в этом случае достаточно заметен [23]. Но в цилиндрическом канале при продольном обдуве дуги газом эти силы не играют существенной роли [7]. Если силы Лоренца и возникают здесь, то только под влиянием внешних возмущений, приводящих к отклонению дуги от положения пространственного равновесия.

Описанные условия горения электрической дуги, позволившие существенно упростить исходные уравнения для синтеза схем ее замещения, достаточно корректны для стационарного состояния дуги. Для этого начального состояния дуги и решается уравнение (3). После возмущения, которое воздействует на дугу в момент $t=0$, условия меняются и дуга переходит в нестационарное состояние. В этом случае уравнение решается с учетом характера внешних воздействий. Однако решение справедливо лишь в линейном приближении. Уравнение (1) при этом может быть применено для оценки изменения скорости движения дуги [13], которое обусловлено в основном электромагнитными силами.

Решение уравнения (3) рассматривалось ранее в связи с исследованием динамических свойств плазмы, т. е. для оценки распределений температуры и других особенностей дуги [12], для выявления связи между характером процессов и нелинейностью плазмы [24], для оценки вольт-амперной характеристики нестационарного дугового разряда [25]. Путем исследования особенностей уравнения (3) в [24] показано, что интегрированием по сечению канала можно разрешить это уравнение как относительно величины проводимости плазмы, так и относительно теплового потенциала. Вследствие взаимосвязи этих параметров, определяющих динамические процессы в канале и зависящих от распределения температуры в нем, необходимо совместное решение соответствующих интегральных уравнений, но такое решение не получено. Однако впервые в работе показано, что динамика каждого из рассматриваемых процессов имеет свое характерное время (τ_σ и τ_s) и что эти величины взаимозависимы. К анализируемой группе работ, посвященных решению уравнения энергии (3), относится также [6], где в отличие от других работ интегрирование выполнено при граничных условиях третьего рода, а изменение во времени проводимости как усредненного по каналу параметра плазмы определено в зависимости от ее среднемассовой температуры, устанавливающейся в канале со своим характерным временем $\tau_т$,

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

а также от характерного времени $\tau_д = \tau_\sigma$ (времена $\tau_д$ и $\tau_т$ взаимозависимы).

Анализ результатов многих исследований показывает, что в отдельных случаях для приближенных оценок параметров дуг в каналах приемлемо использование положений известной теории Касси и Майра [1—3, 8, 14, 24, 26—28]. Соответствующие модели можно получить из уравнения (3) [24] или несколько иным способом [3, 8], но во всех случаях при весьма существенных упрощающих допущениях. Более того, как отмечено в [28], полученные решения часто носят отвлеченный, общий характер и не учитывают условий горения дуги. В частности, они не учитывают излучение, хотя его роль в энергетическом балансе тепловых процессов существенна [7, 12], а также влияния изменений температуры плазмы на изменение ее проводимости. Кроме того, некоторое частное решение получается только при граничных условиях первого рода, справедливых лишь в случае интенсивного охлаждения стенок канала. Существенно, что условия первого рода не позволяют учесть роль расхода газа в определении характерного времени установления проводимости ствола дуги в канале.

В рассмотренном приближении из решения уравнения энергии для синтеза электрических схем замещения дуги постоянного тока может быть получена ее схемная операторная функция сопротивления в следующем виде [1—3]:

$$Z(p) = \frac{A_1 p + A_2}{B_1 p + 1}, \qquad (4)$$

где коэффициенты при комплексном параметре частоты p у разных авторов, как правило, определены по-разному (например, [1—3, 26]).

В моделях учтен лишь один фактор инерционности (τ_σ), входящий в коэффициенты A_1, B_1. Численная оценка (при τ_σ=const) зависимости от частоты входного сопротивления дуги с использованием функции (4), а также сдвига фаз тока относительно напряжения на дуге показывает, что расчетные данные имеют существенное расхождение с экспериментальными, в частности, полученными в [17, 18], особенно в области низких и высоких частот. Об этом свидетельствуют данные [19, 26, 27], где рассмотрены ограничения точности моделей (4).

Достаточно хорошее совпадение расчетных частотных характеристик с описанными экспериментальными данными получено для схем, синтезированных с использованием передаточной функции [4], приведенной ниже:

$$Z(p) = \frac{A_2 p^2 + A_1 p + A_0}{B_1 p + 1}, \qquad (5)$$

где коэффициенты A и B определены в зависимости от условий горения электрической дуги в канале [4, 6], когда приближением математического описания (1), (2) динамических процессов в дуге является уравнение (3). Условия такого приближения описаны в данной работе. Уравнение (3) с граничными условиями третьего рода решено с учетом излучения и влияния изменения среднемассовой температуры плазмы на изменение ее проводимости. В качестве начального условия было принято стационарное состояние дуги в цилиндрическом канале. В данном случае учтено два фактора инерционности. Характерные времена $\tau_т$ и $\tau_д$ и, следовательно, коэффициенты A и B при комплексном частотном параметре p функции (5) однозначно связаны с параметрами, определяющими условия горения дуги: длиной l и диаметром d цилиндрического канала, током I и расходом G плазмообразующего газа [4, 6]. Все параметры функции не являются постоянными величинами. В силу особенностей, указанных выше, задача синтеза схемы замещения электрической дуги, состоящая в нахождении структуры двухполюсника и его параметров, становится определенной.

Не затрагивая технической стороны процесса синтеза, поскольку его основы хорошо разработаны [5], отметим, что особенности схем могут остаться невыявленными, если не установлены особенности нулей и полюсов передаточной функции, т. е. особенности из-

Таблица 1

Схема замещения на рисунке	Знаки		Значения параметров		
	$R_{диф}$	k_4	R	L	C
а	+	+	$R = R_{диф}$	$L = \frac{k_5}{k_3} R_{диф} \tau_т$	$C = \frac{k_3 \tau_д}{R_{диф}}$
б	+	—	$R_1 = \frac{\left(\frac{k_5}{k_3}\tau_т + k_4 \tau_д\right) R_{диф}}{\frac{k_5}{k_3}\tau_т + (k_3 + k_4)\tau_д}$ $R_2 = R_{диф}$	$L = \frac{k_5}{k_3} R_{диф} \tau_т$	$C = \frac{\frac{k_5}{k_3}\tau_т + (k_3 + k_4)\tau_д}{R_{диф}}$
в	—	—	$R_1 = \frac{\left(\frac{k_5}{k_3}\tau_т - k_4 \tau_д\right) R_{диф}}{\frac{k_5}{k_3}\tau_т - (k_4 + k_3)\tau_д}$ $R_2 = R_{диф}$	$L = \frac{k_5}{k_3} R_{диф} \tau_т$	$C = \frac{\frac{k_5}{k_3}\tau_т - (k_3 + k_4)\tau_д}{R_{диф}}$
в	—	+	$R_1 = \frac{\left(\frac{k_5}{k_3}\tau_т + k_4 \tau_д\right) R_{диф}}{\frac{k_5}{k_3}\tau_т + (k_4 - k_3)\tau_д}$ $R_2 = R_{диф}$	$L = \frac{k_5}{k_3} R_{диф} \tau_т$	$C = \frac{\frac{k_5}{k_3}\tau_т + (k_4 - k_3)\tau_д}{R_{диф}}$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Таблица 2

Значения параметров						
d, м	b, м	I, А	G, кг/с	R, Ом	L, Гн	C, Ф
$0{,}5\cdot10^{-2}$	$7{,}0\cdot10^{-2}$	45	$0{,}25\cdot10^{-3}$	0,39	$0{,}30\cdot10^{-4}$	$0{,}65\cdot10^{-4}$
		125	$0{,}37\cdot10^{-3}$	0,54	$0{,}12\cdot10^{-4}$	$0{,}31\cdot10^{-4}$
$1{,}0\cdot10^{-2}$		210	$0{,}25\cdot10^{-3}$	0,16	$0{,}61\cdot10^{-5}$	$0{,}16\cdot10^{-3}$
		300	$0{,}37\cdot10^{-3}$	0,12	$0{,}39\cdot10^{-5}$	$0{,}18\cdot10^{-3}$

менения по величине и знаку коэффициентов A и B. Принимая во внимание их определение, данное в [4], запишем эти коэффициенты в следующем виде:

$$A_2 = k_5\tau_{до}\tau_{то}R_{диф};\ A_1 = k_4\tau_{до}R_{диф};$$

$$A_0 = R_{диф} = \frac{\partial U}{\partial I};\ B_1 = k_3\tau_{до};$$

$$k_3 = f_1(I_0, \Delta I, \alpha_0, \Delta\alpha, \tau_т, \Delta\tau);$$

$$k_4 = f_2(k_3, T_0, \Delta T, Q_0, \Delta Q, R_{диф}, S);$$

$$k_5 = f_3(k_3, \Delta T, R_{диф}).$$

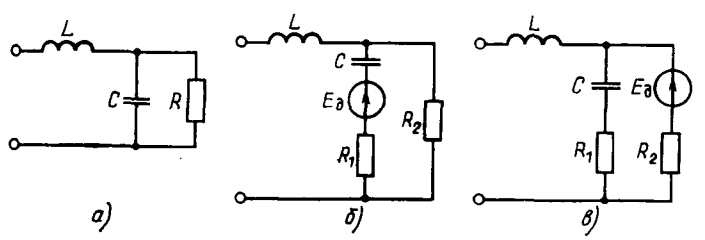
Здесь знак Δ означает изменение (возмущение) соответствующих параметров при малом отклонении режима горения дуги от положения равновесия, обозначенного индексом «0». Расход газа учтен коэффициентом теплоотдачи α, а параметры канала — площадью его поверхности S.

Исследование поведения коэффициентов показывает, что знаки k_4 и дифференциального сопротивления дуги $R_{диф}$ могут отличаться как на восходящей, так и на падающей ветви ее вольт-амперной статической характеристики, в то время как знаки k_5 и $R_{диф}$ всегда совпадают. Эти особенности, не отмеченные в [4], определяют соответствие различным условиям горения дуги различных электрических схем ее замещения.

На рисунке показаны синтезированные схемы замещения, для которых в табл. 1 указаны соотношения для определения значений их параметров. Источники э.д.с. означают, что мощность, потребляемая дугой постоянного тока по переменному току, отрицательна, т. е. рассматриваемое сопротивление дуги для переменного тока эквивалентно какому-то источнику энергии. Дуга как активный двухполюсник была рассмотрена также в [1, 3].

Результаты моделирования динамических процессов в дуге с использованием этих схем сравнивались с данными экспериментов [17—19]. Предварительно из (5) известными методами были выделены активная и реактивная составляющие динамического сопротивления. Исследовался характер его изменения в зависимости от частоты. Расчетные частотные характеристики хорошо совпадали с экспериментальным. В расчете были использованы данные, указанные в табл. 2. Проверка адекватности процессов в дуге и схемах ее замещения была выполнена также по другим признакам [4].

Следует отметить, что диапазон частот, в котором приведенные на рисунке схемы являются адекватными схемам замещения дуги, включает частоты от единиц Гц до десятков кГц.



СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Электрическая** схема замещения сварочной дуги постоянного тока с неплавящимся электродом/Н. М. Трофимов, В. Н. Лукашов, В. В. Коряжкин и др. — Электричество, 1977, № 8.

2. **Егоров В. М., Новиков О. Я.** Динамика электрической дуги. Некоторые задачи устойчивости горения электрической дуги.— В кн.: Теория электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена/Под ред. М. Ф. Жукова. Новосибирск: Наука, 1977.

3. **Пентегов И. В., Сидорец В. Н., Генис И. А.** Моделирование сварочной дуги как элемента электрической цепи и построение схем замещения. — Автоматическая сварка, 1984, № 12 (381).

4. **Ионов Ю. Г.** К теории нестационарных процессов электрической дуги постоянного тока. — Изв. СО АН СССР, 1986, № 4, вып. 1, сер. техн. наук.

5. **Основы** инженерной электрофизики. Ч. 2/Под ред. П. А. Ионкина. М.: Высшая школа, 1972.

6. **Ионов Ю. Г.** Математическое описание плазмотрона как объекта управления. — Изв. вузов. Электромеханика, 1979, № 2.

7. **Жуков М. Ф., Коротеев А. С., Урюков Б. А.** Прикладная динамика термической плазмы. — Новосибирск: Наука, 1975.

8. **Мотовилов В. В.** Инженерная модель динамики электродугового плазмотрона. — Изв. СО АН СССР, 1985, № 10, вып. 2, сер. техн. наук.

9. **Филипс.** Индуктированная радиальная конвекция в нестационарных электрических дугах. — ТИИЭР, 1971, т. 59, № 4.

10. **Бобнев А. А.** Динамические характеристики электрической дуги, горящей в цилиндрическом канале. — Изв. СО АН СССР, 1978, № 8, вып. 2, сер. техн. наук.

11. **Райзер Ю. П.** Основы современной физики газоразрядных процессов. М.: Наука, 1980.

12. **Математическое** моделирование электрической дуги/Под ред. В. С. Энгельшта. — Фрунзе: Илим, 1983.

13. **Андерсон Дж. Э.** Явление переноса в термической плазме/Под ред. А. В. Лыкова. — М.: Энергия, 1972.

14. **Новиков О. Я.** Общие методы анализа устойчивости горения электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена/Под ред. М. Ф. Жукова. — Новосибирск: Наука, 1977.

15. **Меккер Г.** Причины движения и смещения дуги. — ТИИЭР, 1971, № 4.

16. **Исследование** теплообмена при взаимодействии электрической дуги с продольным потоком газа/А. И. Ивлютин, Ю. В. Курочкин, Э. И. Молодых и др. — ИФЖ, 1975, т. 28, № 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

17. Сергиенко А. С., Шашков А. Г. Динамические ВАХ плазмотронов при больших и малых амплитудах и скоростях изменения тока. — ИФЖ, 1970, т. 19. № 4.
18. Экспериментальное исследование нестационарной электрической дуги/Г. Ю. Даутов, Р. Р. Зиганшин, Р. Х. Исмагилов и др. — Физика и химия обработки материалов, 1977, № 4.
19. Гладков Э. А., Сас А. В. Динамические характеристики свободной дуги постоянного тока с неплавящимся электродом.— Сварочное производство, 1979, № 3.
20. Пахомов Е. П. Электрическая дуга, стабилизированная стенкой, формы, области существования, характеристики: Дис... докт. техн. наук, М.: 1980.
21. Финкельбург В., Маккер Г. Электрические дуги и термическая плазма. — М.: Иностранная литература, 1961.
22. Стронгин М. П., Яцкарь И. Я. Численное исследование нестационарной электрической дуги. — Изв. СО АН СССР, 1978, № 3, вып. 3, сер. техн. наук.
23. Maecker H. Plasmaströmungen in Lichtbögen infolge eigemagnetischer Kompression. — Zeitschrift für Physik, 1955, H. 141
24. Заруди М. Е. О влиянии нелинейных свойств плазмы на характер нестационарных процессов в стволе каналовой дуги (вопросы теории и расчета). — ЖТФ, 1971, т. 16 вып. 4.
25. Крижанский С. М. К теории вольт-амперной характеристики столба нестационарного дугового разряда высокого давления. — ЖТФ, 1965, т. 35, вып. 10.
26. Антосяк В. Г., Мельник А. А. Передаточная функция дуги постоянного тока при малых отклонениях тока и напряжения. — Автоматическая сварка, 1983, № 12.
27. Девятов Б. Н., Жуков М. Ф., Хайтман С. М. Постоянная времени дуги, инерционность процесса и линейная модель динамики плазмы. — Изв. СО АН СССР, 1980, № 3, вып. 1, сер. техн. наук.
28. Кручинин А. М. Исследование плазменных дуг как объектов систем электрического питания и управления. — В кн.: Итоги науки и техники. Электротехнология, т. 4. М.: ВИНИТИ 1983.

[20.05.85]

УДК 621.314.24:621.374:621.382.233.026

Применение низкочастотных тиристоров в импульсных преобразователях

ХВОСТОВ В. С., МДЗИНАРИШВИЛИ А. Т.,
ПРЕОБРАЖЕНСКИЙ С. М., АРТЕМЬЕВ Ю. Н.

Мощные тиристорные импульсные преобразователи (ИП) постоянного напряжения (мощностью 100—2000 кВт) находят все большее применение в тяговом электропроводе, электротехнологии, электрохимии [1 и 2]. В связи с этим актуальны вопросы повышения экономической эффективности ИП путем увеличения их надежности и снижения стоимости, массы и габаритов. Последние показатели ИП, обеспечивающих регулирование выходной мощности 1:50 и более, улучшаются с ростом тактовой частоты за счет снижения массы и габаритов входных и выходных фильтров.

Однако повышение тактовой частоты ужесточает требования к быстродействию тиристоров, т. е. помимо обычных требований больших токов и высоких напряжений добавляется требование минимизации времени включения. Между тем, уменьшение времени включения (при сохранении технологии) приводит к снижению прямого тока и пробивного напряжения.

Наиболее широко применяются в тиристорных ИП силовые быстродействующие тиристоры серии ТБ с номинальными током 50—800 А, напряжением 500—1200 В и временем выключения 30—63 мкс. В мощных тиристорных ИП возникает необходимость последовательного и параллельного включения тиристоров, что увеличивает массу, габариты, стоимость ИП и снижает их надежность.

Отечественной промышленностью выпускаются низкочастотные тиристоры с предельным током до 1200 А, напряжением до 2400 В. Типовая мощность последних больше, чем у тиристоров серии ТБ примерно в 2—3 раза. Поэтому для уменьшения количеств тиристоров в ИП желательно применять низкочастотные тиристоры.

В перспективе предусматривается создание высоковольтных и сверхвысоковольтных кремниевых полупроводниковых приборов на напряжении до 10 кВ. Улучшение свойств вентилей будет происходить в основном за счет улучшения качества исходного кремния. Увеличение пробивного напряжения достигается за счет уменьшения концентрации основной легирующей примеси в исходном кремнии, что приводит к возрастанию времени жизни неосновных носителей и, как следствие, к увеличению времени выключения. Повысить пробивное напряжение можно увеличив эффективную толщину базы W, что также приводит к увеличению времени выключения тиристора, так как последнее пропорционально квадрату эффективной толщины базы.

Примерные зависимости пробивного напряжения от времени выключения тиристора при W/L=const (где L — эффективная диффузионная длина неосновных носителей заряда), построенные на основании данных [4], показаны на рис. 1. Из него видно, что пробивное напряжение почти линейно связано с временем выключения. Следовательно, и в перспективе основные параметры тиристоров с малым временем выключения будут уступать параметрам низкочастотных тиристоров. Поэтому желательно снижение требований к времени выключения тиристоров, применяемых в ИП.

Тактовая частота ИП, от которой зависят размеры фильтров, определяется не только временем выключения тиристоров, но и типом (т. е. схемой) тиристорного прерывателя. Очевидно, что предпочтение следует отдать тому прерывателю, который при заданном диапазоне регулирования выходного напряжения, позволит получить более высокую тактовую частоту при применении тиристоров с одним и тем же временем выключения. Задача может ставиться и по-другому: при заданной тактовой частоте ИП найти прерыватель, допускающий применение тиристора с наибольшим возможным временем выключения.

Выбор схемы тиристорного прерывателя. Среднее значение напряжения на выходе ИП $U_н$ связано с входным напряжением U соотношением

$$U_н = \tau f U, \qquad (1)$$

где τ — длительность проводящего состояния прерывателя; f — тактовая частота.

Минимальная тактовая частота

$$f_0 = \frac{U_{н0}}{\tau_0 U}, \qquad (2)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где $U_{н0}$ и τ_0 — соответственно минимальное выходное напряжение и максимальная длительность проводящего состояния прерывателя.

Наибольшее распространение получили тиристорные прерыватели, изображенные на рис. 2. Характеристики прерывателей оцениваются при общепринятых допущениях: потери в элементах прерывателей отсутствуют; пульсации тока нагрузки равны нулю.

Для прерывателя на рис. 2, *а* работа которого проиллюстрирована диаграммами на рис. 3,

$$\tau_{0a} \approx \tau_a' + \tau_a'', \tag{3}$$

где τ_a' и τ_a'' — соответственно длительности колебательного перезаряда коммутирующего конденсатора и перезаряда конденсатора постоянным током нагрузки прерывателя на рис. 2, *а*.

Значения τ_a' и τ_a'' определяются по формулам

$$\tau_a' = \pi \sqrt{L_k C_k}; \tag{4}$$

$$\tau_a'' = \frac{2C_k U}{I_{н\,min}}, \tag{5}$$

где C_k — емкость коммутирующего конденсатора; L_k — индуктивность коммутирующего дросселя; $I_{н\,min}$ — минимальный ток нагрузки.

Амплитуда тока перезаряда

$$I_m = U \sqrt{\frac{C_к}{L_к}} \approx 2I_{н\,max}, \tag{6}$$

где $I_{н\,max}$ — максимальный ток нагрузки.

Перемножая (4) и (6) после преобразований получаем:

$$\tau_a' = \frac{\pi C_k U}{2I_{н\,max}}. \tag{7}$$

Минимальное время, предоставляемое для выключения тиристора (рис. 3)

$$t_{в\,a} = \frac{C_k U}{I_{н\,max}}. \tag{8}$$

Подставляя в (3) выражения (5), (7) и (8), получаем:

$$\tau_{0a} = t_{в\,a}\left(2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}} + \frac{\pi}{2}\right). \tag{9}$$

Минимальная частота преобразователя

$$f_{0a} = \frac{U_{н0}}{Ut_{в\,a}\left(2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}} + \frac{\pi}{2}\right)}. \tag{10}$$

В тиристорном прерывателе на рис. 2, *б* происходит увеличение напряжение на коммутирующем конденсаторе

$$U_C = U + \Delta U_C = U\left(1 + \frac{\Delta U_C}{U}\right), \tag{11}$$

где

$$\Delta U_C = I_н \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \tag{12}$$

В связи с этим

$$\tau_б' = \frac{\pi C_k U_{C\,max}}{2I_{н\,max}}; \tag{13}$$

$$\tau_б'' = \frac{2C_k U_{C\,min}}{I_{н\,min}}; \tag{14}$$

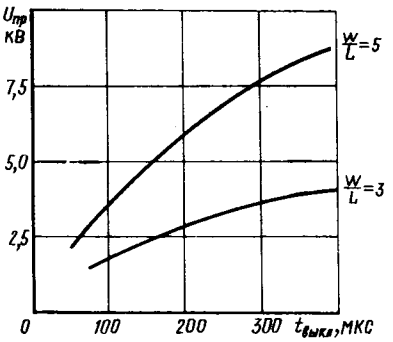


Рис. 1. Зависимость пробивного напряжения от времени выключения в p^+nn^+-кремниевой (тиристорной) структуре

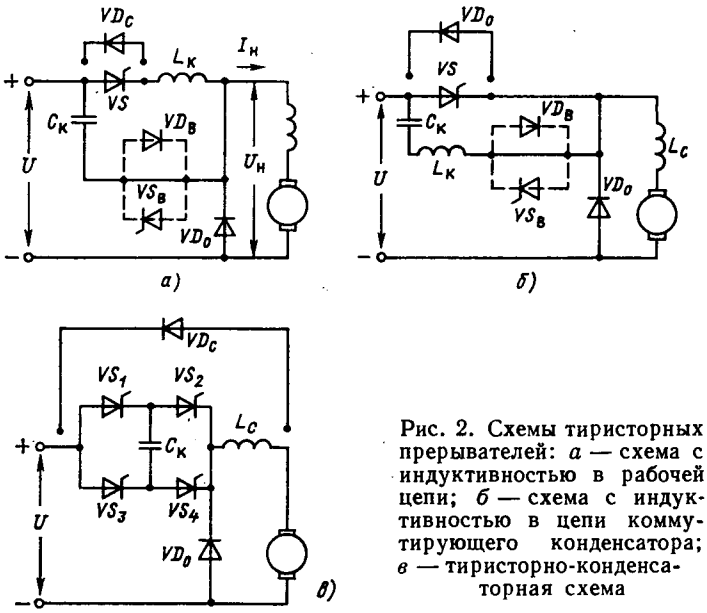


Рис. 2. Схемы тиристорных прерывателей: *а* — схема с индуктивностью в рабочей цепи; *б* — схема с индуктивностью в цепи коммутирующего конденсатора; *в* — тиристорно-конденсаторная схема

$$C_k = \frac{I_{н\,max} t_{в.\,б}}{U_{C\,max}}, \tag{15}$$

где $\tau_б'$ и $\tau_б''$ — соответственно длительности колебательного перезаряда коммутирующего конденсатора и перезаряда конденсатора постоянным током нагрузки прерывателя на рис. 2, *б*;

$$U_{C\,min} = U + I_{н\,min}\sqrt{\frac{L_k}{C_k}};$$

$$U_{C\,max} = U + I_{н\,max}\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}.$$

Подставляя значения из (13)—(15) в (2), (3), получаем длительность проводящего состояния прерывателя

$$\tau_{0б} = t_{в.\,б}\left(2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}}\frac{U_{C\,min}}{U_{C\,max}} + \frac{\pi}{2}\right) \tag{16}$$

и минимальную тактовую частоту

$$f_{0.\,б} = \frac{U_{н0}}{Ut_{в.\,б}\left(2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}}\frac{U_{C\,min}}{U_{C\,max}} + \frac{\pi}{2}\right)}. \tag{17}$$

Сравнивая выражения (10) и (17) при одинаковых диапазонах регулирования (прерывателей рис. 2, *а* и *б*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

и тиристорах с одинаковыми временами выключения ($t_{в.а}=t_{в.б}$)

$$\frac{f_{о.б}}{f_{о.а}}=\frac{2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}}+\frac{\pi}{2}}{2\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}}\frac{U_{C\,min}}{U_{C\,max}}+\frac{\pi}{2}}. \qquad (18)$$

Таким образом прерыватель на рис. 2, *б* имеет большее значение минимальной тактовой частоты.

Учитывая, что

$$U_{C\,max}=U\left(1+\frac{\Delta U_{C\,max}}{U}\right)=U(1+\Delta U); \qquad (19)$$

$$U_{C\,min}=U\left(1+\frac{\Delta U_{C\,min}}{U}\right)=U\left(1+\frac{I_{н\,min}}{I_{н\,max}}\Delta U\right); \qquad (20)$$

для соотношения напряжений на коммутирующем конденсаторе получим:

$$\frac{U_{C\,min}}{U_{C\,max}}=\frac{1+\Delta U\frac{I_{н\,min}}{I_{н\,max}}}{1+\Delta U}. \qquad (21)$$

С учетом соотношения (21) по формуле (18) были получены зависимости $f_{о.б}/f_{о.а}$ от ΔU — относительного увеличения напряжения на коммутирующем конденсаторе при различных соотношениях токов $I_{нmax}/I_{нmin}$ (рис. 4), рассматривая которые, можно сделать вывод, что для мощных тиристорных ИП нецелесообразно применять прерыватель по схеме на рис. 2, *б*: частотные свойства этой схемы незначительно превосходят свойства схемы на рис. 2, *а*, в то время как для увеличения напряжения на коммутирующем конденсаторе требуется последовательное включение нескольких тиристоров. Так, для тягового привода при $I_{нmax}/I_{нmin}=2\div3$ и при увеличении напряжения на коммутирующем конденсаторе (и вентилях) в 2 раза (($\Delta U=1$) минимальная тактовая частота повышается всего на 22—36 %.

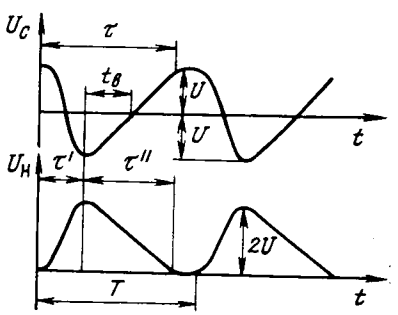


Рис. 3. Диаграммы работы прерывателя на рис. 2, *а* $T=1/f$ — период изменения напряжения на нагрузке

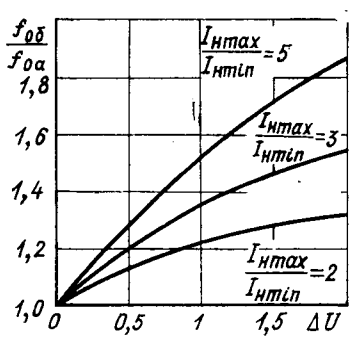


Рис. 4. Зависимость $f_{о.б}/f_{о.а}$ от величины ΔU

Схема на рис. 2, *б* может быть рациональной только в низковольтных ИП, где для увеличения напряжения на конденсаторе не требуется последовательного соединения вентилей.

Для тиристорно-конденсаторного прерывателя (рис. 2, *в*), работа которого проиллюстрирована рис. 5, минимальное время, представляемое для выключения тиристора,

$$t_{в.в}=\frac{C_k U}{I_{н\,max}}, \qquad (22)$$

длительность проводящего состояния прерывателя

$$\tau_{о.в}=\frac{2C_k U}{I_{н\,min}}=2t_{в.в}\frac{I_{н\,max}}{I_{н\,min}}, \qquad (23)$$

минимальная тактовая частота

$$f_{о.в}=\frac{U_{по}}{2Ut_{в.в}}\frac{I_{н\,min}}{I_{н\,max}}. \qquad (24)$$

Сравнивая выражения (24) и (10) при условии, что $t_{в.а}=t_{в.в}$, получаем

$$\frac{f_{о.в}}{f_{о.а}}=1+\frac{\pi}{4}\frac{I_{н\,min}}{I_{н\,max}}. \qquad (25)$$

Таким образом, тиристорно-конденсаторная схема прерывателя обладает лучшими частотными свойствами, чем другие схемы. Например, для целей тяги при $I_{нmax}/I_{нmin}\approx2\div3$ минимальная тактовая частота в 1,25—1,4 раза выше, чем в схеме на рис. 2, *а*. Если минимальные тактовые частоты в обеих схемах принять равными, то в тиристорно-конденсаторной схеме можно применить тиристоры, имеющие в 1,5—1,8 раза большее время выключения.

Установленная мощность вентилей. Недостатком тиристорно-конденсаторного прерывателя является то, что в схеме последовательно включены два тиристора, каждый из которых должен быть рассчитан на напряжение U и средний ток, равный 0,5 $I_н$. Установленная мощность тиристора в схеме на рис. 2, *в*

$$S_{т.в}\approx2UI_н=2P_н. \qquad (26)$$

Тиристорно-конденсаторный прерыватель обычно (как и во многих схемах прерывателей) снабжен токоограничивающими дросселями, включенными последовательно с тиристорами, что позволяет реализовать как режим частотного регулирования, когда поочередно открываются тиристоры, включенные в диагоналях моста, так и режим широтного регулирования, при котором сначала открываются два тиристора одного плеча, а затем один из тиристоров второго плеча [6].

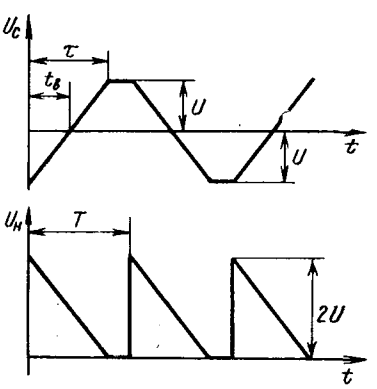


Рис. 5. Диаграммы работы тиристорно-конденсаторного прерывателя на рис. 2, *в*

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Прерыватель на рис. 2, *а* (сплошная линия) может быть использован только для частотного регулирования. Если нужно производить широтное регулирование, то схема должна быть дополнена вспомогательным тиристором $VS_в$ и диодом $VD_в$, показанными пунктиром. При этом сначала открывается тиристор VS, а затем для его запирания — тиристор $VS_в$. Средний ток тиристора VS больше тока нагрузки и примерно равен 1,2 $I_н$. Средний ток вспомогательного тиристора можно ориентировочно принять равным (0,3÷0,4) $I_н$. Следовательно, установленная мощность тиристоров в схеме на рис. 2, *а*

$$S_{т.а} \approx (1{,}5 \div 1{,}6) P_н. \qquad (27)$$

Установленная мощность вспомогательного диода примерно равна 0,2 $P_н$. Следовательно, установленная мощность вентилей в схеме рис. 2, *а* несколько (на 20—30 %) меньше, чем в тиристорно-конденсаторной схеме. Однако следует отметить, что в схеме на рис. 2, *в* отсутствует коммутирующая индуктивность, необходимая для схемы на рис. 2, *а*. Это является большим преимуществом тиристорно-конденсаторной схемы, так как коммутирующий дроссель требует сложной технологии изготовления: для уменьшения потерь из-за вытеснения тока обмотка должна выполняться из литцендрата, сложными являются изготовление сердечника и борьба с шумом, возникающим из-за магнитострикции и т. д.

Изложенные причины позволяют считать тиристорно-конденсаторную схему наиболее перспективной для мощных ИП.

Включение обратного диода $VD_с$ параллельно тиристорам (или тиристорам и сглаживающей индуктивности $L_с$) стабилизирует длительность проводящего состояния прерывателя и позволяет заметно улучшить его частотные свойства. Так, в схеме на рис. 2, *в*, при включении диода $VD_с$ перезаряд коммутирующего конденсатора протекает не только по контуру тока нагрузки, но и по LC-контуру (C_k—VS_4—$L_с$—$VD_с$—VS_1—C_k) и позволяет существенно повысить минимальную тактовую частоту (рис. 6) [5]. Для других схем (рис. 2, *а*, *б*) включение диода $VD_с$ дает аналогичный результат [1, 2]. Поэтому вышеизложенные преимущества тиристорно-конденсаторной схемы и вывод о ее перспективности сохраняется и при наличии диода $VD_с$.

Снижение коммутационных потерь. При сравнительно высокой тактовой частоте ИП большое значение приобретают коммутационные потери, т. е. потери мощности при включении и выключении тиристоров. Ограничение скорости нарастания тока при включении тиристоров обычно производится путем включения последовательно с тиристором линейной или насыщающейся индуктивности.

Если в рассматриваемой схеме последовательно с каждым тиристором включить линейную индуктивность, то будет происходить дозаряд коммутирующего конденсатора до напряжения

$$U_с = U + I_н \sqrt{\frac{L_0}{C_k}}, \qquad (28)$$

где L_0 — индуктивность, ограничивающая величину di/dt), что потребует повышения класса применяемых тиристоров. Кроме того коммутационные потери при включении тиристора довольно велики.

Ток при включении тиристора при открытом обратном диоде VD_0 нарастает со скоростью $\frac{di}{dt} = \frac{U}{L_0}$. Вследствие этого ток в тиристоре превышает ток нагрузки на величину тока, протекающего через диод VD_0 в обратном направлении

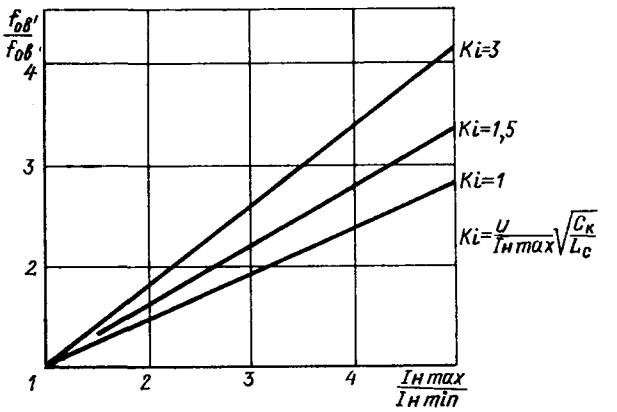


Рис. 6. Зависимость $f'_{о.в}/f_{о.в}$ от величины $I_{нmax}/I_{нmin}$ ($f'_{о.в}$ — минимальная тактовая частота прерывателя на рис. 2, *в*, с диодом $VD_с$)

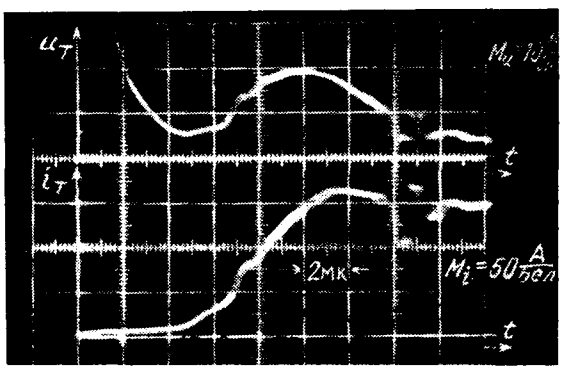


Рис. 7. Осциллограмма изменения напряжения на тиристоре и тока в нем при включении, когда $di_т/dt$ ограничивается насыщающимся дросселем

$$\Delta i = \frac{U}{L_0} t_{восст}, \qquad (29)$$

где $t_{восст}$ — время восстановления диода VD_0.

Время восстановления низкочастотных диодов составляет 20—30 мкс и обратный ток через такой диод может быть в несколько раз больше номинального тока нагрузки. Поэтому в качестве обратного диода целесообразно применять частотные диоды с малым временем восстановления. Однако и у частотных диодов обратный ток может достигать достаточно большой величины.

Из этих соображений последовательно в цепи тиристоров и обратного диода VD_0 были включены насыщающиеся дроссели. Нарастание тока через такие дроссели задерживается на время перемагничивания сердечника. Значение индуктивности дросселя после насыщения сердечника резко уменьшается. В связи с этим запасенная в дросселе энергия очень мала.

Расчет насыщающихся дросселей производился по времени задержки, на которое нужно «затянуть» нарастание тока в вентиле:

$$t_з = \frac{\Delta B S w}{U}, \qquad (30)$$

где ΔB — изменение магнитной индукции; S — пло-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

щадь поперечного сечения сердечника; U — напряжение питания; w — число витков.

Время задержки $t_з$ должно превышать паспортное время задержки включения тиристора (или время восстановления запирающих свойств обратного диода).

На рис. 7 приведены полученные экспериментально осциллограммы тока и напряжения на тиристоре типа ТЗ-320 при включении, когда последовательно с ним включен насыщающийся дроссель. Из осциллограммы видно, что за время задержки $t_з \approx 6$ мкс напряжение на тиристоре уменьшается до $4 \div 5$ В, в связи с чем коммутационные потери мощности при включении тиристора невелики; для приведенного случая они примерно равны 40 Вт.

Коммутационные потери при включении в этом преобразователе особенно малы в режиме частотного регулирования, когда поочередно включаются тиристоры в диагонали моста, а их выключение происходит из-за естественного спада тока после заряда коммутирующего конденсатора. Коммутационные потери при выключении в этом режиме пренебрежимо малы.

Главным недостатком преобразователя при частотном регулировании является то, что вся мощность передается через коммутирующий конденсатор; его емкость может быть определена из соотношения

$$P_н = 4C_k f_C U^2, \qquad (31)$$

где f_C — частота изменения напряжения на коммутирующем конденсаторе, равная половине частоты пульсаций напряжения на нагрузке.

Поскольку габариты коммутирующего конденсатора определяются его типовой (расчетной) мощностью

$$S_C \approx 2\pi f_C C_k U_э^2$$

(где $U_э = \frac{U}{\sqrt{2}}$ — действующее значение напряжения на конденсаторе) получаем

$$S_C \approx \frac{\pi}{4} P_н. \qquad (32)$$

Новые типы коммутирующих конденсаторов (например, ПСК, ПС, ПЖ) имеют достаточно хорошие показатели — 2—15 (кВ·А)/кг, и при применении частотного регулирования вместо широтного масса увеличивается незначительно.

Время, предоставляемое для включения тиристора (рис. 8)

$$t_в = t_п + t_0,$$

где $t_п$ — время паузы в кривой напряжения на нагрузке; t_0 — время, в течение которого анодное напряжение тиристора отрицательно.

Учитывая, что $t_п = T_н - \tau$ (где $T_н$ — период изменения напряжения на нагрузке, равный половине периода изменения напряжения на тиристоре) и $t_0 = \tau/2$, получаем

$$t_в = \frac{1}{2f}\left(1 - \frac{\gamma}{2}\right), \qquad (33)$$

где $\gamma = \tau/T_н$ — коэффициент заполнения периода при импульсном регулировании.

В предельном случае, когда $\gamma \approx 1$

$$t_{в\,min} \approx \frac{1}{4f_{max}}.$$

В результате тиристорно-конденсаторный ИП на низкочастотных тиристорах типа ТЗ-320 24-го класса (с временем выключения 250 мкс) получается существенно легче и дешевле, чем широтно-импульсный преобразователь, выполненный на тиристорах 10-го класса с малым временем выключения. Например, для указанной выше мощности сравнивались схемы тиристорно-конденсаторного ИП (по схеме на рис. 2, *в* с диодом VD_c) и преобразователя с широтно-импульсным регулированием для вагона метро (рис. 9). Данные сопоставления приведены ниже:

Характеристики преобразователей	Схема рис. 2, *в*	Схема рис. 7
Количество тиристоров, шт	4	15
Количество диодов, шт	4	12
Емкость коммутирующего конденсатора, мкФ	180	50
Индуктивность коммутирующего дросселя, мкГн	—	250
Индуктивность сглаживающего дросселя, мГн	1	1
Частота на входе и на выходе преобразователя, Гц	200—2000	200
Общая масса оборудования, кг	130	230

Таким образом, в схеме тиристорно-конденсаторного ИП допустимо применять низкочастотные тиристоры с большим временем выключения, а в качестве обратных диодов необходимо использовать диоды с малым временем восстановления. Скорость нарастания тока в тиристорах и обратном диоде целесообразно при этом ограничить насыщающимися дросселями.

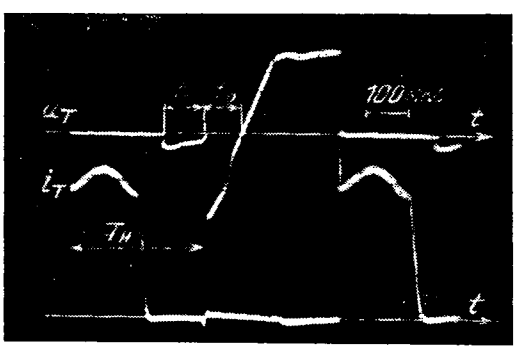


Рис. 8. Осциллограмма тока и напряжения тиристора

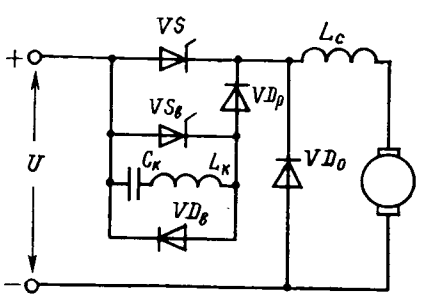


Рис. 9. Схема преобразователя вагона метро

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бирзниекс Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока. — М.: Энергия, 1974.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

2. **Преобразовательные** полупроводниковые устройства подвижного состава/Под ред. Ю. М. Инькова. — М.: Транспорт, 1982

2. **Кузьмин В. Л., Рухамкин В. М., Тоомла О. К.** Силовые быстродействующие тиристоры с высокими коммутационными и нагрузочными характеристиками. — Электротехника, 1984, № 3.

4. **Силовые** полупроводниковые приборы — состояние и перспективы/К. Д. Боронин, Ю. А. Евсеев, Ю. М. Локтаев и др. — Электротехника, 1984, № 3.

5. **Булатов О. Г., Поляков В. Д., Царенко А. И.** Импульсный преобразователь с последовательной конденсаторной коммутацией с улучшенными характеристиками. — ЭП Преобразовательная техника, 1982, вып. 4 (141).

6. **Булатов О. Г., Царенко А. И.** Тиристорно-конденсаторные преобразователи. — М.: Энергоиздат, 1982.

[11.06.86]

УДК 621.316.17.015.002.237:[621.316.5:621.382.233.026].001.57

Математическая модель тиристорных переключающих устройств для повышения качества напряжения в электрических сетях

ХВАТОВ С. В., ТУМАНОВ И. М., СИМАНОВ С. В.

Горький

Одной из основных проблем электроснабжения является поддержание оптимальных уровней напряжения в распределительных сетях. Пониженное качество напряжения обусловливает дополнительный расход электроэнергии, снижает производительность труда и сокращает срок службы электрооборудования. В ряде случаев при отклонениях напряжения может нарушаться нормальный ход технологических процессов (сварка, пайка, электротермические процессы и т. п.), а также неоправданно увеличивается стоимость некоторых электроприемников, для которых при отсутствии централизованного регулирования напряжения на стороне 0,4 кВ питающего трансформатора необходимо устанавливать отдельные стабилизаторы напряжения.

Горьковским политехническим институтом разработаны и внедрены [1, 2] тиристорные переключающие устройства (ТПУ), обеспечивающие у потребителей качество напряжения, удовлетворяющее требованиям ГОСТ 13109—67. Они осуществляют автоматическое регулирование напряжения под нагрузкой одного или одновременно нескольких силовых трансформаторов близко расположенных трансформаторных подстанций. Точность стабилизации напряжения составляет ±1,5 % номинального. Разработано три модуля таких устройств, которые позволяют регулировать — стабилизировать напряжение соответственно в диапазоне ±5 %, ±10 %, ±15 % номинального.

На рис. 1 приведена схема устройства для регулирования — стабилизации трехфазного напряжения в диапазоне ±10 %. Устройство работает следующим образом.

При подключении питающей сети к выводам *A*, *B* и *C* на фазы первичной обмотки вспомогательного трансформатора (ВТ) *T2* через тиристорные ключи (ТК) *11—16* первой группы и ТК *1—10* второй группы поступает напряжение от обмотки низкого напряжения силового трансформатора *T1*. Фаза напряжения зависит от того, какие тиристорные ключи включены в первой и второй группах. Одновременно с этим ТК *1—10* второй группы позволяют менять коэффициент трансформации трансформатора *T2* путем коммутации двух дополнительных отводов его первичной обмотки. В зависимости от этого изменяемое по величине и фазе напряжение на вторичной обмотке трансформатора *T2*, соединенной треугольником, геометрически суммируется (или вычитается) с напряжением соответствующей фазы первичной обмотки силового трансформатора *T1*. При этом на выводах *a*, *в* и *c* для подключения трехфазной нагрузки силового трансформатора значение напряжения определяется в зависимости от возможных режимов работы ВТ.

При выбранном количестве ТК в первой группе, равном шести, и во второй группе — равном десяти, возможны девять стационарных режимов работы устройства. Последние отличаются друг от друга тем, что при неизменном напряжении питающей сети значения фазных напряжений первичной обмотки силового трансформатора *T1* уменьшены или увеличены на одно и то же

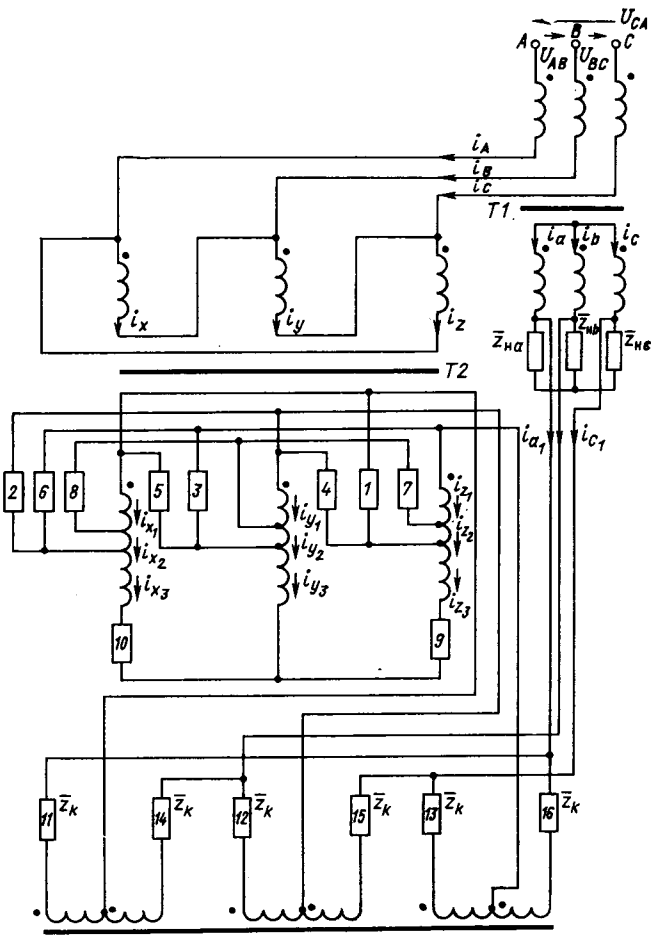


Рис. 1. Схема замещения магнитной цепи ТПУ

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

значение — на 2,5 % номинального напряжения этой обмотки.

Рассмотрим процесс регулирования выходного напряжения путем перевода ВТ из одного режима работы в другой. Пусть в первоначальном состоянии ВТ находился в режиме работы «вольтоотбавка-1» и были включены ТК *9, 10* и *11—13*. Первичная обмотка ВТ соединена по схеме «звезда» с наибольшим количеством витков в каждой фазе обмотки. Например, для уменьшения напряжения на выводах *а*, *в* и *с* на одну ступень регулирования осуществляется перевод в режим работы «вольтоотбавка-2». Алгоритм перевода ВТ и всего устройства в целом из одного режима работы в другой может быть различным.

Для примера рассмотрим два варианта этого алгоритма. В первом варианте в определенный момент времени запрещаются импульсы управления на ТК *9, 10* и одновременно с этим подаются управляющие импульсы на ТК *4, 5, 6* (см. рис. 1). После выключения ТК *9, 10* половина витков первичной обмотки ВТ оказывается соединенной по схеме «обратный треугольник» (конец фазы *А* соединен с началом фазы *С*, конец фазы *С* — с началом фазы *В* и т. д.) и ВТ будет находиться в режиме вольтоотбавка-2». Во втором варианте в момент запрета импульсов управления на ТК *9, 10* разрешается включение только двух ТК, например, ТК *5* и *6*. После выключения ТК *9, 10* первичная обмотка ВТ будет соединена по схеме «открытый треугольник». Фаза *С* первичной и вторичной обмоток ВТ оказывается обесточенной. После выдержки времени с момента запрета управляющих импульсов на ТК *9, 10* не менее 0,02 с включается ТК *4* и ВТ переходит в режим работы «вольтоотбавка-2».

Очевидно, что выбор наиболее оптимального алгоритма работы устройства при переключениях, определенных временных моментов коммутации ТК обеспечивает минимальную перегрузку элементов силовой цепи устройства и быстрое переключение ТК в динамических режимах работы устройства без развития кратковременных (до 0,02 с) внутренних коротких замыканий в ТПУ. В связи с этим разработка и внедрение ТПУ невозможны без изучения электромагнитных процессов в стационарных и динамических режимах. Электромагнитные процессы в ТПУ довольно сложны, так как происходит скачкообразное изменение схемы соединения первичной обмотки ВТ и в промежуточных режимах работы при переходе из одного стационарного состояния в другое используются неполнофазные режимы работы ВТ. Применение классических методов расчета, когда основная кривая намагничивания трансформаторных элементов принимается линейной, в данном случае не представляется возможным.

Авторами поставлена задача, используя современные быстродействующие ЭВМ, создать математическую модель устройства в матричной форме записи, которая позволила бы учесть все основные электромагнитные связи в устройстве, отвлекаясь от второстепенных факторов. Так как ТПУ является сложным устройством с большим количеством ветвей электрической и магнитной цепей, то для сокращения порядка матриц математической модели в качестве искомых переменных использованы контурные токи и контурные магнитные потоки. Это становится возможным потому, что на каждом шаге численного интегрирования кривая намагничивания трансформаторных элементов ТПУ принимается линейной. Постоянное слежение во времени за значениями магнитных потоков позволяет на каждом шаге интегрирования учитывать изменение дифференциальных магнитных сопротивлений отдельных участков магнитной цепи путем изменения коэффициентов соответствующей матрицы математической модели.

Построение математической модели выполнено с учетом следующих допущений:

1. Магнитное поле устройства принимаем плоскопараллельным.

2. Расчет плоскопараллельного магнитного поля заменяем расчетом разветвленной магнитной цепи.

3. Магнитные сопротивления схемы замещения магнитной цепи принимаются сосредоточенными. Это сопротивление стержней трансформаторов и реактора, а также участков ярм магнитопровода между его средним и крайними стержнями.

4. Сложное поле устройства условно разделим на две части — рабочее (основное) поле и поле рассеяния. К такому разделению поля обычно прибегают при исследованиях электрических машин.

5. Характеристики намагничивания отдельных элементов магнитной цепи примем совпадающими со средней кривой намагничивания предельного гистерезисного цикла.

6. Принимаем, что потокосцепления рассеяния контуров являются линейными функциями токов контуров и не зависят от насыщения магнитной цепи.

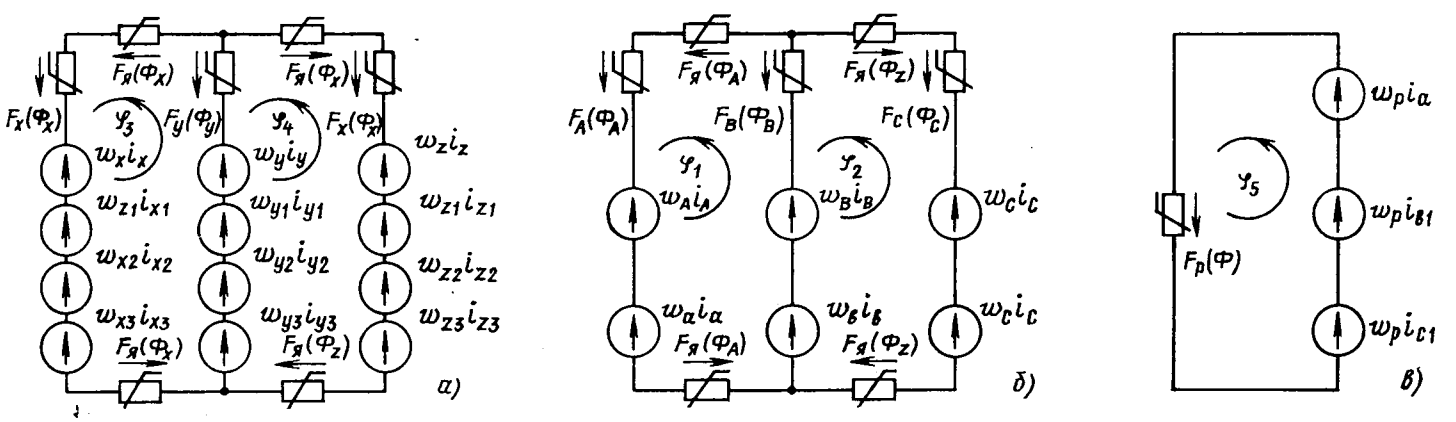


Рис. 2. Схема замещения электрической цепи ТПУ: *а* — схема магнитной цепи вспомогательного трансформатора; *б* — схема магнитной цепи силового трансформатора; *в* — схема магнитной цепи реактора

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

7. Тиристорные ключи (встречно-параллельное соединение двух тиристоров) в проводящем состоянии заменяем последовательно соединенными резистором и источником э. д. с., а в непроводящем состоянии считаем, что тиристорный ключ эквивалентен разрыву цепи.

С учетом этих допущений расчет электромагнитных процессов в ТПУ будем основывать на общем методе режимных расчетов нелинейных электромеханических устройств [3]. На рис. 2 изображена схема замещения магнитной цепи ТПУ, которая состоит из отдельных схем замещения ВТ (рис. 2, *а*), силового трансформатора (рис. 2, *б*), и реактора (рис. 2, *в*). На рис. 2 φ_z (z—1, ..., 5) — контурные магнитные потоки; $w_k i_k$ — намагничивающие силы k-й обмотки устройства; $F_n(\Phi_n)$ — зависимости падений магнитных напряжений на ферромагнитных участках магнитной цепи от потоков этих участков.

Электромагнитные процессы любого статического ферромагнитного устройства, каким является ТПУ, полностью описываются двумя системами уравнений — уравнениями магнитного состояния устройства и уравнениями равновесия электрических контуров. При этом первые являются нелинейными алгебраическими уравнениями, а вторые — нелинейными дифференциальными уравнениями. Уравнения магнитного состояния устройства записаны в соответствии со вторым законом Кирхгофа для соответствующих контуров (см. рис. 2):

$$\left.\begin{aligned}
&F_1(\varphi_1)+F_1^{(я)}(\varphi_1)-F_2(\varphi_2-\varphi_1)+w_5i_5+w_2i_2-\\
&\quad -w_4i_4-w_1i_1=0;\\
&F_2(\varphi_2-\varphi_1)-F_3(-\varphi_2)-F_3^{(я)}(-\varphi_2)+w_6i_6+w_3i_3-\\
&\quad -w_2i_2-w_5i_5=0;\\
&F_7(\varphi_3)+F_7^{(я)}(\varphi_3)-F_8(\varphi_4-\varphi_3)+w_8i_8+w_{11}i_{11}+\\
&\quad +w_{14}i_{14}+w_{17}i_{17}-w_7i_7-w_{10}i_{10}-w_{13}i_{13}-w_{16}i_{16}=0;\\
&F_8(\varphi_4-\varphi_3)-F_9(-\varphi_4)-F_9^{(я)}(-\varphi_4)+w_9i_9+\\
&\quad +w_{12}i_{12}+w_{15}i_{15}+w_{18}i_{18}-w_8i_8-w_{11}i_{11}-w_{14}i_{15}-\\
&\quad w_{17}i_{17}=0;\\
&F_p(\varphi_5)-w_{19}i_{19}-w_{20}i_{20}-w_{21}i_{21}=0,
\end{aligned}\right\}\quad(1)$$

где $F(\varphi_1,..,\varphi_5)$ — падения магнитного напряжения на соответствуюших участках магнитной цепи.

Дополним систему нелинейных алгебраических уравнений (1) уравнениями связи между потокосцеплениями и магнитными потоками отдельных ветвей схемы замещения с учетом сопротивлений расстояния:

$$\left.\begin{aligned}
&\omega\psi_1=X_{s1.1}i_1+X_{s1.4}i_4+\omega w_1\varphi_1;\\
&\omega\psi_2=X_{s2.2}i_2+X_{s2.5}i_5+\omega w_2(\varphi_2-\varphi_1);\\
&\omega\psi_3=X_{s3.3}i_3+X_{s3.6}i_6+\omega w_3(-\varphi_2);\\
&\omega\psi_4=X_{s4.1}i_1+X_{s4.4}i_4+\omega w_4\varphi_1;\\
&\omega\psi_5=X_{s5.2}i_2+X_{s5.5}i_5+\omega w_5(\varphi_2-\varphi_1);\\
&\omega\psi_6=X_{s6.3}i_3+X_{s6.6}i_6+\omega w_6(-\varphi_2);\\
&\omega\psi_7=X_{s7.7}i_7+X_{s7.10}i_{10}+X_{s7.13}i_{13}+X_{s7.16}i_{16}+\\
&\quad +\omega w_7\varphi_3;\\
&\omega\psi_8=X_{s8.8}i_8+X_{s8.11}i_{11}+X_{s8.14}i_{14}+X_{s8.17}i_{17}+\\
&\quad +\omega w_8(\varphi_4-\varphi_3);\\
&\omega\psi_9=X_{s9.9}i_9+X_{s9.12}i_{12}+X_{s9.15}i_{15}+X_{s9.18}i_{18}+\\
&\quad +\omega w_9(-\varphi_4);\\
&\omega\psi_{10}=X_{s10.7}i_7+X_{s10.10}i_{10}+X_{s10.13}i_{13}+X_{s10.16}i_{16}+\\
&\quad +\omega w_{10}\varphi_3;\\
&\omega\psi_{11}=X_{s11.8}i_8+X_{s11.11}i_{11}+X_{s11.14}i_{14}+X_{s11.17}i_{17}+\\
&\quad +\omega w_{11}(\varphi_4-\varphi_3);\\
&\omega\psi_{12}=X_{s12.9}i_9+X_{s12.12}i_{12}+X_{s12.15}i_{15}+X_{s12.18}i_{18}+\\
&\quad +\omega w_{12}(-\varphi_4);\\
&\omega\psi_{13}=X_{s13.7}i_7+X_{s13.10}i_{10}+X_{s13.13}i_{13}+X_{s13.16}i_{16}+\\
&\quad +\omega w_{13}\varphi_3;\\
&\omega\psi_{14}=X_{s14.8}i_8+X_{s14.11}i_{11}+X_{s14.14}i_{14}+X_{s14.17}i_{17}+\\
&\quad +\omega w_{14}(\varphi_4-\varphi_3);\\
&\omega\psi_{15}=X_{s15.9}i_9+X_{s15.12}i_{12}+X_{s15.15}i_{15}+X_{s15.18}i_{18}+\\
&\quad +\omega w_{15}(-\varphi_4);\\
&\omega\psi_{16}=X_{s16.7}i_7+X_{s16.10}i_{10}+X_{s16.13}i_{16}+X_{s16.16}i_{16}+\\
&\quad +\omega w_{16}\varphi_3;\\
&\omega\psi_{17}=X_{s17.8}i_8+X_{s17.11}i_{11}+X_{s17.14}i_{14}+X_{s17.17}i_{17}+\\
&\quad +\omega w_{17}(\varphi_4-\varphi_3);\\
&\omega\psi_{18}=X_{s18.9}i_9+X_{s18.12}i_{12}+X_{s18.15}i_{15}+X_{s18.18}i_{18}+\\
&\quad +\omega w_{18}(-\varphi_4);\\
&\omega\psi_{19}=X_{s19.19}i_{19}+X_{s19.20}i_{20}+X_{s19.21}i_{21}+\omega W_{19}\varphi_5;\\
&\omega\psi_{20}=X_{s20.19}i_{19}+X_{s20.20}i_{20}+X_{s20.21}i_{21}+\omega W_{20}\varphi_5;\\
&\omega\psi_{21}=X_{s21.19}i_{19}+X_{s21.20}i_{20}+X_{s21.21}i_{21}+\omega W_{21}\varphi_5;\\
&\omega\psi_{22}=X_н i_{22};\\
&\omega\psi_{23}=X_н i_{23};\\
&\omega\psi_{24}=X_н i_{24};
\end{aligned}\right\}\quad(2)$$

где $\psi_m(m=1, ..., 24)$ — потокосцепления соответствующих ветвей; X_{smn} — реактивные сопротивления рассеяния обмоток, расположенных на общих стержнях магнитной цепи; ω — синхронная угловая частота; $X_н$ — реактивное сопротивление нагрузки.

Уравнение равновесия любого электрического контура, образованного ветвью электрической цепи имеет вид

$$ri+p(w\psi)-e=u, \qquad (3)$$

где r — активное сопротивление ветви; i — ток ветви; $p=\frac{d}{dT}$ — оператор дифференцирования по синхронному времени; $p(\omega, \psi)$ — э. д. с., наводимая в ветви за счет явлений самоиндукции и взаимоиндукции; e — э. д. с. источников в данной ветви; u — напряжение на зажимах ветви.

Уравнения (1)—(3) полностью описывают электромагнитные процессы, протекающие в ТПУ как в установившемся, так и в переходном режиме. Совместное решение этих уравнений возможно, если преобразовать систему уравнений (1) в систему обыкновенных дифференциальных уравнений. Запишем уравнения (1) и (2)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

в векторной форме:

$$\vec{f}(\vec{i},\ \vec{\varphi})=0; \tag{4а}$$

$$\vec{\omega\psi}=\vec{\omega\psi}(\vec{i},\ \vec{\varphi}), \tag{4б}$$

где $\vec{i}=\mathrm{colon}\,(i_1\quad i_2,\ldots,\ i_{24})$, $\vec{\varphi}=\mathrm{colon}\,(\varphi_1,\ \varphi_2,\ldots,\ \varphi_5)$, $\vec{\omega\psi}=\mathrm{colon}\,(\omega\psi_1,\ \omega\psi_2,\ldots,\ \omega\psi_{24})$ — векторы-столбцы токов устройства, контурных магнитных потоков и синхронных потокосцеплений соответственно.

Продифференцируем уравнения (4) по синхронному времени T:

$$\frac{\partial\vec{f}}{\partial\vec{i}}\,\frac{d\vec{i}}{dT}+\frac{\partial\vec{f}}{\partial\vec{\varphi}}\,\frac{d\vec{\varphi}}{dT}=0; \tag{5а}$$

$$\frac{d\,(\vec{\omega\psi})}{\partial T}=\frac{\partial\,(\vec{\omega\psi})}{\partial\vec{i}}\,\frac{d\vec{i}}{dT}+\frac{\partial\,(\vec{\omega\psi})}{\partial\vec{\varphi}}\,\frac{d\vec{\varphi}}{dT}. \tag{5б}$$

Обозначим:

$$\left.\begin{aligned}&A_{11}=\frac{\partial\,(\vec{\omega\psi})}{\partial\vec{i}};\quad A_{12}=\frac{\partial\,(\vec{\omega\psi})}{\partial\vec{\varphi}};\\&A_{21}=\frac{\partial\vec{f}}{\partial\vec{i}};\quad A_{22}=\frac{\partial\vec{f}}{\partial\vec{\varphi}};\quad s_{\varphi}=-A_{22}^{-1}A_{21}.\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

С учетом обозначений (6) перепишем уравнение (5) в виде

$$p\vec{\varphi}=-A_{22}^{-1}A_{21}p\vec{i}=s_{\varphi}p\vec{i}; \tag{7}$$

$$p\,(\vec{\omega\psi})=A_{11}p\vec{i}+A_{12}s_{\varphi}p\vec{i}=(A_{11}+A_{12}s_{\varphi})\,p\vec{i}=s_{\psi}p\vec{i}. \tag{8}$$

Для данного ТПУ после дифференцирования системы (4) получаем следующие матрицы коэффициентов:

$$A_{ff}=\left|\begin{array}{cccccccccccccccccccccc}
X_{s1\cdot1} & & & X_{s1\cdot4} & X_{s2\cdot5} & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & X_{s2\cdot2} & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & & X_{s3\cdot3} & & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
X_{s4\cdot1} & & & X_{s4\cdot4} & X_{s5\cdot5} & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & X_{s5\cdot2} & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & & X_{s6\cdot3} & & & X_{s6\cdot6} & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & & & & & & X_{s7\cdot7} & X_{s8\cdot8} & X_{s9\cdot9} & X_{s7\cdot10} & X_{s8\cdot11} & X_{s9\cdot12} & X_{s7\cdot13} & X_{s8\cdot14} & X_{s9\cdot15} & X_{s7\cdot16} & X_{s8\cdot17} & & & & & \\
 & & & & & & X_{s10\cdot7} & X_{s11\cdot8} & X_{s12\cdot9} & X_{s10\cdot10} & X_{s11\cdot11} & X_{s12\cdot12} & X_{s10\cdot13} & X_{s11\cdot14} & X_{s12\cdot15} & X_{s10\cdot16} & X_{s11\cdot17} & & & & & \\
 & & & & & & X_{s13\cdot7} & X_{s14\cdot8} & X_{s15\cdot9} & X_{s13\cdot10} & X_{s14\cdot11} & X_{s15\cdot12} & X_{s13\cdot13} & X_{s14\cdot14} & X_{s15\cdot15} & X_{s13\cdot16} & X_{s14\cdot17} & & & & & \\
 & & & & & & X_{s16\cdot7} & X_{s17\cdot8} & X_{s18\cdot9} & X_{s16\cdot10} & X_{s17\cdot11} & X_{s18\cdot12} & X_{s16\cdot13} & X_{s17\cdot14} & X_{s18\cdot15} & X_{s16\cdot16} & X_{s17\cdot17} & & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s9\cdot18} & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s10\cdot19} & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s12\cdot18} & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s15\cdot18} & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s18\cdot18} & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s19\cdot19} & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s20\cdot20} & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{s21\cdot21} & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{H22} \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{H23} \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & X_{H24}
\end{array}\right|;$$

$$A_{12}=\left|\begin{array}{ccccc}
\omega w_1 & & & & \\
-\omega w_2 & & & & \\
 & \omega w_2 & & & \\
 & -\omega w_3 & & & \\
\omega w_4 & & & & \\
-\omega w_5 & \omega w_5 & & & \\
 & -\omega w_6 & & & \\
 & & \omega w_7 & & \\
 & & -\omega w_8 & \omega w_8 & \\
 & & & -\omega w_9 & \\
 & & \omega w_{10} & & \\
 & & -\omega w_{11} & \omega w_{11} & \\
 & & & -\omega w_{12} & \\
 & & \omega w_{13} & & \\
 & & -\omega w_{14} & \omega w_{14} & \\
 & & & -\omega w_{15} & \\
 & & \omega w_{16} & & \\
 & & -\omega w_{17} & \omega w_{17} & \\
 & & & -\omega w_{18} & \\
 & & & & \omega w_{19} \\
 & & & & \omega w_{20} \\
 & & & & \omega w_{21}
\end{array}\right|$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$A_{21}=\begin{vmatrix}
-w^1 & w_2 & & -w_4 & w_5 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & -w_2 & w_3 & & w_5 & w_6 & & & & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
 & & & & & & -w_7 & w_8 & & -w_{10} & w_{11} & & -w_{13} & w_{14} & & w_{16} & w_{17} & & & & & & & & \\
 & & & & & & & -w_8 & w_9 & & -w_{11} & w_{12} & & -w_{14} & w_{15} & & -w_{17} & w_{18} & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & & & -w_{19} & -w_{20} & -w_{21} & & & &
\end{vmatrix}.$$

$$A_{22}=\begin{vmatrix}
R_1+R_1^{(я)}+R_2 & -R_2 & & & \\
-R_2 & R_2+R_3+R_3^{(я)} & & & \\
 & & R_7+R_7^{(я)}+R_8 & -R_8 & \\
 & & -R_8 & R_8+R_9^{(я)}+R_9 & \\
 & & & & R_p
\end{vmatrix};$$

Элементы матрицы A_{22} по своему физическому смыслу представляют собой дифференциальные магнитные сопротивления соответствующих участков магнитопровода. Для их расчета достаточно знать геометрические размеры определенного участка и дифференциальную кривую намагничивания $\partial H/\partial B=f(B)$. Определим для примера дифференциальные магнитные сопротивления элементов схемы замещения, входящих в первый контур магнитной цепи (см. рис. 2, *б*):

$$\left.\begin{aligned}
R_1&=\frac{\partial F_1(\varphi_1)}{\partial\varphi_1}=\frac{l_c}{S_c}\,\frac{\partial H_1}{\partial B_1}(B_1);\\
R_1^{(я)}&=\frac{\partial F_1^{(я)}(\varphi_1)}{\partial\varphi_1}=\frac{l_c}{S_я}\,\frac{\partial H_1^{(я)}}{\partial B_1^{(я)}}(B_1^{(я)});\\
R_2&=\frac{\partial F_2(\varphi_2-\varphi_1)}{\partial(\varphi_2-\varphi_1)}=\frac{l_c}{S_c}\,\frac{\partial H_2}{\partial B_2}(B_2),
\end{aligned}\right\}\qquad(9)$$

где l_c, S_c, $S_я$, $l_я$ — геометрические размеры (длина и сечение) стержней и ярма между средним и крайними стержнями магнитопровода силового трансформатора устройства; B_1, $B_1^{(я)}B_2$ — индукции магнитного поля в стержнях фазы A, фазы B и в ярме между этими стержнями.

Согласно принятой в [3] терминологии будем называть S_ψ — матрицей внешних параметров, а матрицу S_φ — матрицей внутренних электромагнитных параметров. В нашем случае

$$S_\psi=\omega\begin{vmatrix}
\frac{\partial\psi_1}{\partial i_1} & \frac{\partial\psi_1}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\psi_1}{\partial i_{24}}\\
\frac{\partial\psi_2}{\partial i_1} & \frac{\partial\psi_2}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\psi_2}{\partial i_{24}}\\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\
\frac{\partial\psi_{24}}{\partial i_1} & \frac{\partial\psi_{24}}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\psi_{24}}{\partial i_{24}}
\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}
X_{1\cdot1} & X_{1\cdot2} & \cdots & \cdots & X_{1\cdot24}\\
X_{2\cdot1} & X_{2\cdot2} & \cdots & \cdots & X_{2\cdot24}\\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\
X_{24\cdot1} & X_{24\cdot2} & \cdots & \cdots & X_{24\cdot24}
\end{vmatrix};\qquad
S_\varphi=\begin{vmatrix}
\frac{\partial\varphi_1}{\partial i_1} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\varphi_1}{\partial i_{24}}\\
\frac{\partial\varphi_2}{\partial i_1} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\varphi_2}{\partial i_{24}}\\
\frac{\partial\varphi_3}{\partial i_1} & \frac{\partial\varphi_3}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\varphi_3}{\partial i_{24}}\\
\frac{\partial\varphi_4}{\partial i_1} & \frac{\partial\varphi_4}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\varphi_4}{\partial i_{24}}\\
\frac{\partial\varphi_5}{\partial i_1} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial i_2} & \cdots & \cdots & \frac{\partial\varphi_5}{\partial i_{24}}
\end{vmatrix}$$

Следует обратить внимание на громоздкость матриц S_ψ и S_φ, порядок которых соответственно равен 24×24 и 5×24.

Запишем уравнения электрического равновесия (3) в векторной форме:

$$r^d\vec{i}+p(\omega\vec{\psi})-\vec{e}=\vec{u},\qquad(10)$$

где r^d — диагональная матрица сопротивлений ветвей; $\vec{e}$ — столбцовая матрица э. д. с. ветвей; $\vec{u}$ — столбцовая матрица напряжений на зажимах ветвей.

С учетом (8) уравнение (10) перепишем в следующем виде:

$$r^d\vec{i}+S_\psi p\vec{i}-\vec{e}=\vec{u}.\qquad(11)$$

Умножим обе части уравнения (11) на структурную матрицу B. Последняя содержит число строк, равное числу независимых контуров схемы замещения электрической цепи ТПУ в данном режиме работы (см. рис. 1). Число столбцов матрицы равно числу ветвей электрической цепи. Например, для исходного режима работы ТПУ характерно, что включенными ТК будут являться ТК *4*, *5*, *6*, *9*, *10*. Все остальные ТК выключены.

Матрица B имеет следующий вид:

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$B = \begin{vmatrix}
1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{vmatrix}.$$

Так как $B\vec{u}=0$, то согласно второму закону Кирхгофа в матричной форме записи для замкнутого контура

$$i = B^{\text{т}}\vec{m}, \tag{12}$$

где $B^{\text{т}}$ — транспонированная структурная матрица; $\vec{m}$ — столбцовая матрица контурных токов.

Перепишем уравнения (7) и (11) с учетом (12):

$$S_{\varphi} = B^{\text{т}}p\vec{m} = p\vec{\varphi}, \tag{13}$$

$$Br^{d}B^{\text{т}}\vec{m} + BS_{\psi}B^{\text{т}}p\vec{m} = B\vec{e}. \tag{14}$$

$$S_{\psi k} = \begin{vmatrix}
\frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_1} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_2} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_3} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_4} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_5} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_6} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_7} & \frac{\partial\psi_{1k}}{\partial m_8} \\
\frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_1} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_2} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_3} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_4} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_5} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_6} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_7} & \frac{\partial\psi_{2k}}{\partial m_8} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_1} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_2} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_3} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_4} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_5} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_6} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_7} & \frac{\partial\psi_{7k}}{\partial m_8} \\
\frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_1} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_2} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_3} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_4} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_5} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_6} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_7} & \frac{\partial\psi_{8k}}{\partial m_8}
\end{vmatrix};$$

Таким образом, уравнения (16) представляют собой две системы обыкновенных дифференциальных уравнений, интегральные кривые которых являются искомым решением.

Структурная схема программы расчета на ЭВМ приведена на рис. 3.

В основном модуле программы расчета выполняется ввод начальных значений столбцовых матриц токов ветвей устройства, контурных магнитных потоков, контурных потоков и э. д. с. ветвей. Далее происходит формирование матриц A_{11}, A_{12}, A_{21}, B^{I}, r^{d}. Матрица B^{I} отличается от матрицы B большим количеством столбцов. Это позволяет учесть в значениях соответствующих контурных сопротивлений r^{k} не только активные сопротивления ветвей с реактивными элементами, но и активные сопротивления безреактивных ветвей. Связано это с тем, что в некоторых промежуточных режимах работы устройства появляются ветви схемы замещения электрической цепи, содержащие только ТК, которые находятся во включенном состоянии. Кроме того, использование матрицы B^{I} обеспечивает учет в столбцовой матрице $\vec{e}^{k}$ э. д. с. ТК безреактивных ветвей.

Обозначим

$$\left.\begin{aligned} S_{\varphi}B^{\text{т}} = S_{\varphi k}; \quad Br^{d}B^{\text{т}} = r^{k}; \\ BS_{\psi}B_{\text{т}} = S_{\psi k}; \quad B\vec{e} = \vec{e}^{k}. \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

С учетом обозначений (15) перепишем уравнения (13) и (14) в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} S_{\varphi k}p\vec{m} = p\vec{\varphi}; \\ r^{k}\vec{m} + S_{\psi k}p\vec{m} = \vec{e}^{k}. \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

Полученные вновь матрица внешних электромагнитных параметров $S_{\psi k}$ и матрица внутренних электромагнитных параметров $S_{\varphi k}$ имеют существенно меньший порядок по сравнению с матрицами S_{ψ} и S_{φ}. В нашем случае эти матрицы имеют следующий вид:

$$S_{\varphi k} = \begin{vmatrix}
\frac{\partial\varphi_1}{\partial m_1} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_2} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_3} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_4} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_5} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_6} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_7} & \frac{\partial\varphi_1}{\partial m_8} \\
\frac{\partial\varphi_2}{\partial m_1} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_2} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_3} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_4} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_5} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_6} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_7} & \frac{\partial\varphi_2}{\partial m_8} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\frac{\partial\varphi_5}{\partial m_1} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_2} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_3} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_4} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_5} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_6} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_7} & \frac{\partial\varphi_5}{\partial m_8}
\end{vmatrix}.$$

В основном модуле программы задается также значение некоторой переменной величины α, которое равно числу дифференциальных уравнений системы, описывающей электромагнитные процессы в устройстве

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

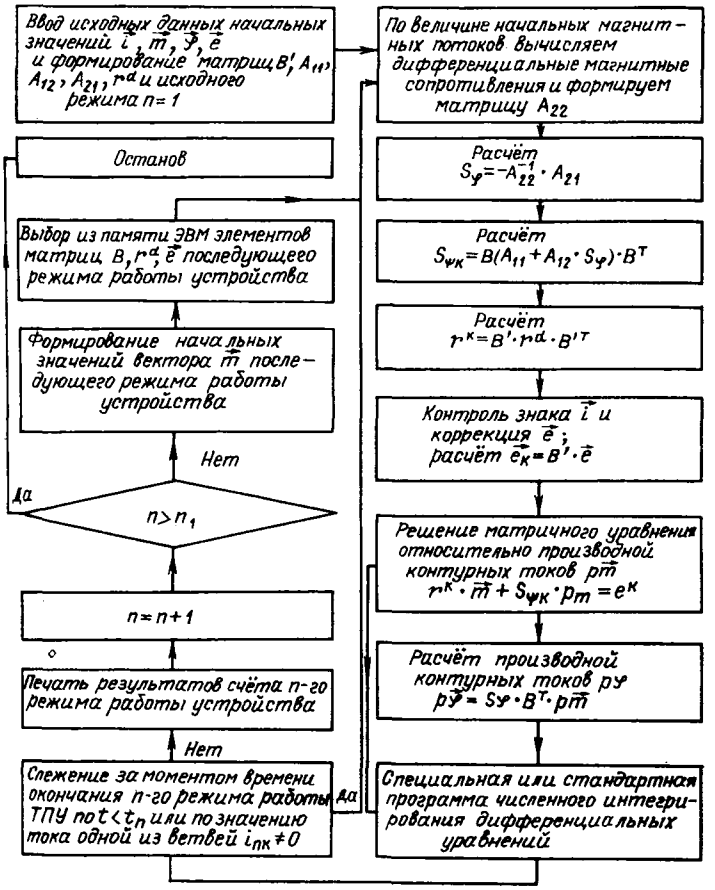


Рис. 3. Структурная схема программы расчета на ЭВМ

при его работе в каком-либо промежуточном или стационарном режимах работы. Далее управление из основного модуля программ передается в первую подпрограмму, где происходит вычисление численного значения производных контурных магнитных потоков и контурных токов $p\vec{\varphi}$ и $p\vec{m}$ на каждом шаге интегрирования. В свою очередь, эта подпрограмма обращается к отдельному оформленному модулю (вторая программа), осуществляющему формирование элементов матрицы A_{22}.

Процедура формирования элементов матрицы A_{22} выполняется столько раз, сколько раз необходимо вычислять производные $p\vec{\varphi}$ и $p\vec{m}$ на каждом шаге интегрирования. Для этого во вторую подпрограмму в качестве реальных параметров засылаются текущие значения магнитных потоков контуров магнитной цепи. Так как геометрические размеры элементов магнитной цепи устройства известны, то по значениям магнитных потоков определяется в подпрограмме индукция во всех элементах схемы замещения магнитной цепи.

Во второй подпрограмме содержатся такие аналитические зависимости: дифференциальных кривых намагничивания $\partial H/\partial B=f(B)$, которые получены путем аппроксимации гиперболическим косинусом экспериментально снятых основных кривых намагничивания отдельных элементов магнитной цепи устройства.

Используя выражение (9), в подпрограмме по известным магнитным индукциям в элементах магнитной цепи вычисляются дифференциальные магнитные сопротивления и формируются элементы матрицы A_{22}. Численные значения элементов матрицы A_{22} передаются в вызывающую (первую) подпрограмму расчета на ЭВМ, где происходит вслед за этим последовательное выполнение следующих операций:

обращение матрицы A_{22} и расчет матрицы внутренних электромагнитных параметров S_φ;

расчет квадратной матрицы контурных внешних электромагнитных параметров $S_{\psi k}$;

расчет квадратной матрицы контурных активных сопротивлений r^k;

определение значений токов в ветвях электрической схемы замещения устройства; если ток ветви положителен, то знак э. д. с. соответствующей ветви, содержащей включенный ТК, остается без изменения; при отрицательной величине тока ветви знак ее э. д. с. меняется на противоположный; если же величина тока какой-либо ветви равна нулю, то и э. д. с. этой ветви принимается равной нулю;

расчет столбцовой матрицы контурных э. д. с. $\vec{e}^k$;

решение системы уравнений электрического равновесия относительно производной контурных токов $p\vec{m}$;

расчет производной контурных потоков $p\vec{\varphi}$.

На этом заканчивается определение численного значения производных $p\vec{m}$ и $p\vec{\varphi}$ и последние передаются в основной модуль программы расчета. В основном модуле по известным $p\vec{m}$ и $p\vec{\varphi}$ вычисляются значения искомых переменных контурных токов и контурных магнитных потоков на каждом шаге одним из методов численного интегрирования. Для решения данного класса задачи наиболее рационально использовать, по мнению авторов, самостартовый метод численного интегрирования Кутта — Мерсона. Последний представляет собой реализацию алгоритма Рунге — Кутта в модификации Мерсона [4].

Необходимость составления программы расчета с реализацией указанного выше алгоритма возникла в связи с тем, что в математическом обеспечении ЕС ЭВМ отсутствует стандартная программа решения систем обыкновенных дифференциальных уравнений 1-го порядка методом Рунге — Кутта, позволяющая в процессе вычислений быстро и автоматически изменять шаг для обеспечения заданной точности. Стандартная программа Рунге — Кутта оценку точности вычислений производит после получения результата в следующей точке дважды — при полном и половинном шагах интегрирования, что связано с существенным увеличением машинного времени счета.

Результаты счета на каждом шаге интегрирования передаются из основного модуля программы расчета в третью подпрограмму, где происходит печать результатов счета и слежение за моментом времени окончания данного промежуточного или стационарного режима работы устройства. Смена режимов работы наступает либо при достижении временем определенного значения, либо при переходе тока какой-либо ветви через нулевое значение.

Определение момента перевода тока ветви через нулевое значение (выключение ТК) осуществляется путем контроля знака тока данной ветви. При смене знака током на каком-либо шаге интегрирования выполняется прямолинейная аппроксимация кривой контролируемого тока на данном шаге и вычисляется время перехода тока через нулевое значение (конец промежуточного режима работы устройства). Вслед за этим

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

происходит аналогичным путем коррекция значений всех других вычисляемых кривых токов и потоков на момент времени окончания данного режима работы устройства.

Расчеты на ЭВМ показали достаточно высокую точность используемого метода определения момента времени выключения ТК. Это связано с тем, что при решении данного класса задач шаг интегрирования равен в среднем 0,035 рад (2°).

Время окончания очередного режима работы устройства и соответствующие этому режиму значения интегрируемых величин передаются из третьей подпрограммы в основной модуль программы расчета. В основном модуле значения интегрируемых величин на момент окончания предыдущего режима работы устройства используются для формирования начальных значений нового вектора контурных токов $\vec{m}$. Структура уравнений электрического равновесия для нового режима работы устройства меняется, так как размыкаются ветви с выключенными ТК и создаются новые ветви при включении очередных тиристорных ключей.

В соответствии с новой структурой и на основании закона коммутации, согласно которому потокосцепление замкнутого контура не может изменяться скачком, происходит формирование начальных значений нового вектора $\vec{m}$. Учет изменения структуры уравнений, отражающих электромагнитные процессы в данном режиме работы устройства, выполняется путем изменения отдельных элементов структурной матрицы B, диагональной r^d и столбцовой $\vec{e}$ матриц. Эта дополнительная информация выбирается из памяти ЭВМ по мере окончания расчета очередного режима работы устройства и необходимости выполнения расчета следующего.

Анализ выполняемых на ЭВМ ЕС-1045 электромагнитных процессов согласно структурной схеме рис. 3 позволяет сделать следующие выводы:

математическая модель и алгоритм расчета обеспечивают высокую устойчивость процесса счета на ЭВМ практически при любых значениях комплексных сопротивлений нагрузки силового трансформатора устройства $\overline{Z}_{нa}$, $\overline{Z}_{нb}$ и $Z_{нc}$ (рис. 1); нарушение устойчивости вычислительного процесса отмечено лишь при очень больших значениях сопротивлений нагрузки чисто активного характера, при которых ток нагрузки силового трансформатора близок к нулевому значению;

результаты расчета на ЭВМ хорошо согласуются с результатами экспериментальных исследований на действующей физической модели ТПУ.

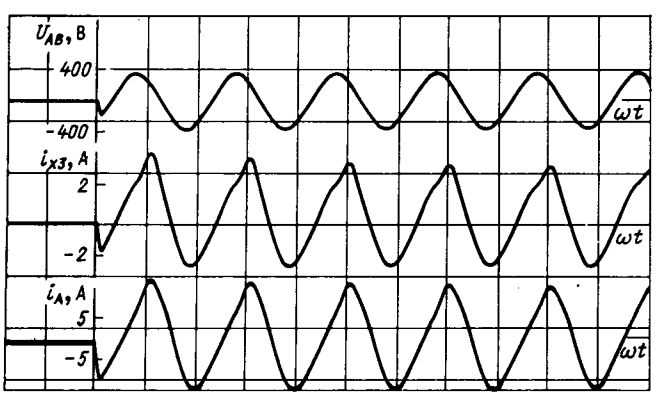


Рис. 4. Осциллограмма напряжения и токов в ТПУ при включении устройства под напряжение.

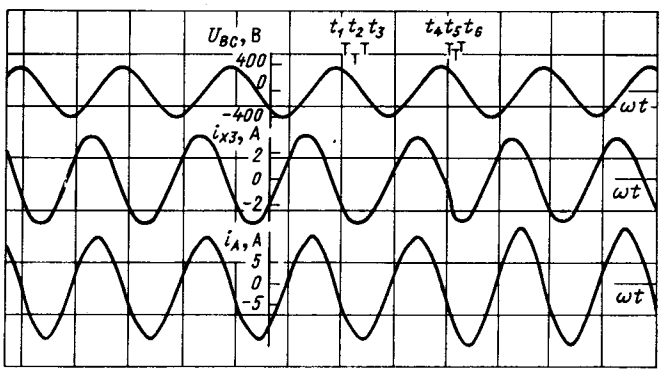


Рис. 5. Осциллограмма напряжения и токов в ТПУ при переводе устройства из одного стационарного режима работы в другой

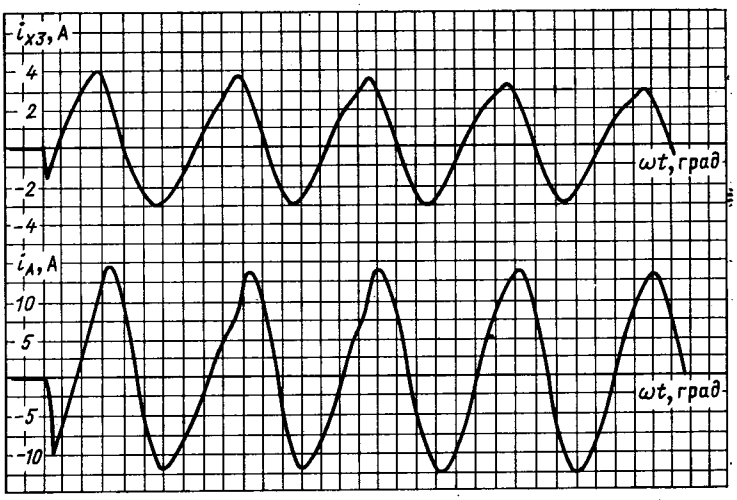


Рис. 6. Расчетные кривые токов в ТПУ при включении устройства под напряжение

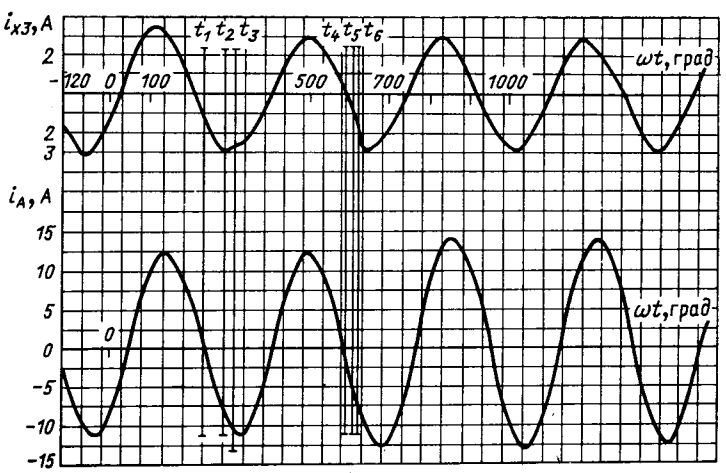


Рис. 7. Расчетные кривые токов в ТПУ при переводе устройства из одного стационарного режима работы в другой

На рис. 4 и 5 приведены соответственно осциллограммы напряжений и токов в отдельных ветвях электрической цепи ТПУ при подаче на устройство напряжения и при переводе его из одного стационарного режима работы в другой. Верхняя кривая на рисунках является

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Направление переключения	Этапы коммутации				Временные интервалы коммутации, град.
	Подготовка коммутации		Коммутация		
	Включающийся ТК	Выключающийся ТК	Включающийся ТК	Выключающийся ТК	
«закоротка — отбавка 1»	1	4,5	11—13	1,6	0—20; 150—180
«отбавка 1 — отбавка 2»	—	—	5,6	9,10	10—25
«отбавка 2 — отбавка 3»	—	4	7,8	5,6	40—100
«отбавка 3 — отбавка 4»	—	—	1,3	7,8	30—60
«отбавка 4 — отбавка 3»	—	2	7,8	1,3	0—30; 160—180
«отбавка 3 — отбавка 2»	—	—	5,6	7,8	0—30
«отбавка 2 — отбавка 1»	—	4	9,10	5,6	0—100; 160—180
«отбавка 1 — закоротка»	—	—	1,6	11—13	0—180
«закоротка — добавка 1»	1	4,5	14—16	1,6	120—160
«добавка 1 — добавка 2»	—	—	2,3	9,10	0—30
«добавка 2 — добавка 3»	—	1	7,8	2,3	60—100; 150—160
«добавка 3 — добавка 4»	—	—	4,6	7,8	0—180
«добавка 4 — добавка 3»	—	5	7,8	4,6	0—30; 160—180
«добавка 3 — добавка 2»	—	—	2,3	7,8	0—20; 160—180
«добавка 2 — добавка 1»	—	1	9,10	2,3	40—90
«добавка 1 — закоротка»	—	—	1,6	14—16	0—30

осциллограммой напряжения на входных зажимах устройства (U_{AB} — рис. 4, U_{BC} — рис. 5). Средняя кривая — ток i_{x3} в первичной обмотке ВТ (рис. 1), нижняя кривая — ток i_A в фазе A первичной обмотки силового трансформатора. При осциллографировании значение трехфазного напряжения на входе устройства составляло 380 В ($U_{AB}=U_{BC}=380$ В). Ток нагрузки в первичной обмотке силового трансформатора 9,5 А ($I_A=9{,}5$ А), а ток в первичной обмотке ВТ 2,5 А ($I_{x3}=2{,}5$ А). Из рис. 4 видно, что включение физической модели под напряжение произошло в момент времени, соответствующий начальной фазе напряжения — 55°.

На рис. 6 приведены для сравнения кривые токов i_{x3}, i_A, которые получены путем расчета на ЦВМ. Момент начала процесса интегрирования по вышеприведенной математической модели соответствует рис. 4. На рис. 7 показаны аналогичные расчетные кривые при переводе ТПУ из исходного стационарного режима работы (режим «закоротка», согласно [2]) в другой стационарный режим работы (режим «вольтодобавка-1»).

Выполненные на ЦВМ ЕС-1045 исследования электромагнитных процессов в переходных режимах работы ТПУ позволили разработать алгоритмы работы, которые исключают перегрузку ТК. Установлено, что в процессе любого переключения ТПУ из одного стационарного режима работы в другой необходимо выделять два различных временны́х интервала, подготовка коммутации и собственно коммутация. Первый этап необходим для предварительного обеспечения условий успешного переключения ТК без токовой перегрузки силовых элементов исполнительного органа устройства. На этом этапе ВТ получает неполнофазное питание. На стадии собственно коммутации выключение ранее работающих ТК осуществляется токами, начальные фазы которых существенно изменены в связи с работой ВТ на временно́м интервале подготовки коммутации в одном из неполнофазных режимов.

Покажем организацию коммутационного процесса ТК на примере перевода ТПУ из режима работы «закоротка» в режим «вольтодобавка-1» (рис. 7). В момент времени $t_1=220°$ (начало отсчета — момент перехода U_{BC} через нулевое значение) на ТК *1* подаются импульсы управления и одновременно запрещаются управляющие импульсы на ТК *4*, ТК *5* (см. рис. 1). До момента времени t_1 были включены ТК *4*, *5*, *6* и *9*, *10*. Из рис. 7 видно, что при $t_2=271°$ выключается ТК *4*, а в момент времени $t_3=298°$ выключается ТК *5*. На этом заканчивается этап подготовки коммутации (переключения ТПУ) в новый режим работы.

Далее в момент времени $t_4=580°$ (через 360° после момента времени t_1 подаются управляющие импульсы на сетевую группу ТК *14*, *15*, *16* и одновременно запрещаются импульсы управления на ТК *1*, *6*. Тиристорный ключ ТК *1* выключается при $t_6=615°$, а ТК *6* при $t_6=619°$. Весь процесс перевода ТПУ из одного режима работы в другой занимает по времени немногим более периода питающего напряжения. Алгоритм переключения ТПУ задается полупроводниковой системой управления путем слежения только за фазой питающего напряжения.

С помощью математической модели и исследования на ЦВМ определены временны́е интервалы коммутации (диапазон изменения момента времени t_1), не сопровождающиеся перегрузкой коммутационными токами ТК и других силовых элементов ТПУ в динамических режимах работы. Значения временны́х интервалов коммутации приведены в таблице (начало отсчета — момент перехода U_{AB} через нулевое значение). Кроме того, установлено, что электромагнитные и коммутационные процессы в ТПУ в основном определяются моментом времени начала коммутации ТК (момент времени t_1), и их зависимость от значения и характера нагрузки силового трансформатора несущественна.

Большим достоинством найденных с помощью разработанной математической модели и исследования на ЦВМ алгоритмов работы ТПУ в динамических режимах является то, что полностью отсутствует необходимость выделения моментов перехода тока отдельных ветвей устройства через нулевое значение. Это позволило существенно упростить полупроводниковую систему управления устройством и повысить надежность его работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **А. с. 1065835 (СССР).** Устройство для регулирования трехфазного напряжения / И. М. Туманов, С. В. Симанов и др.— Опубл. в Б. И. 1984, № 1.

2. **Туманов И. М., Симанов С. В.** Тиристорные и тиристорно-контактные переключающие устройства для силовых транс-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

форматоров с регулированием напряжения под нагрузкой. — Промышленная энергетика, 1982, № 7.

3. **Фильц Р. В.** Общий метод режимных расчетов нелинейных электромеханических устройств. — В сб.: Преобразовательные устройства в тиристорном электроприводе. — Кишинев: Штиинца, 1977.

4. **Ланс Д. Н.** Численные методы для быстродействующих вычислительных машин. — М.: Иностр. лит-ра, 1962.

[21.07.86]

УДК 62-83-52

Динамические свойства электромеханических систем с пьезокопенсаторами при учете распределенности параметров

НИКОЛЬСКИЙ А. А., канд. техн. наук

МЭИ

Пьезокомпенсаторы, обладающие способностью изменять свои геометрические размеры под действием управляющего поля, находят широкое применение в различных станках и механизмах для реализации малых перемещений [1]. Перспективно их использование в качестве точного привода в составе двухканальных электромеханических систем (ЭМС), грубый канал которых выполняется в виде традиционного привода с двигателями постоянного или переменного тока [2]. Электромеханические системы с активными упругими компенсаторами (АУК), выполненными из пьезоэлектрической керамики, характеризуются высокими показателями быстродействия (ускорение в динамике), недостижимыми для систем, построенных на базе двигателей индукционного типа. В то же время АУК как исполнительному элементу присущи и негативные свойства, прежде всего высокий показатель колебательности при отсутствии коррекции. Степень использования потенциально очень высоких динамических возможностей АУК определяется комплексом применяемых корректирующих средств.

В [3] на основе решения уравнений прямого и обратного пьезоэффектов получено математическое описание пьезоэлектрического АУК, выполненного в виде однородной пластины с площадью поперечного сечения S_0, поляризованной и механически нагруженной в направлении ее толщины l_0, при действии управляющего электрического поля в том же направлении. Структурная схема для случая закрепления АУК одной плоскостью на неподвижном основании и соединения его другой плоскостью с перемещаемым исполнительным органом (ИО) при питании АУК от источника э. д. с. с внутренним сопротивлением $R_в$, соответствующая описанию [3], приведена на рис. 1, где обозначено: $K_у=YS_0/l_0$ — коэффициент упругости АУК, Н/м; Y — модуль Юнга материала АУК ($Y=Y_{33}$), Н/м²; $K_0=K_п=K_у d_п$ — коэффициенты обратного и прямого пьезоэффектов, Н/В; $d_п$ — пьезомодуль материала АУК ($d_п=d_{33}$), м/В; m_Σ — эквивалентная суммарная масса приведенных подвижных частей системы АУК—ИО, кг; $K_д$ — коэффициент внутреннего демпфирования АУК, кг/с; Δ, Δ', Δ'' — перемещение, скорость и ускорение подвижного конца АУК, сочлененного с ИО, м, м/с, м/с² соответственно; $C_0=(\varepsilon_0\varkappa S_0-d_п^2 Y S_0)/l_0$ — емкость АУК, Ф; ε_0 — электрическая постоянная, равная $8{,}85\cdot10^{-12}$ Ф/м; $\varkappa$ — диэлектрическая восприимчивость материала АУК; $e_п$ — э. д. с. источника питания, В; U — напряжение на электродах АУК, В; $I_{см}$ — ток смещения через пьезокомпенсатор, А; $F_э$ — электрическое усиление в АУК, развиваемое под действием управляющего поля, Н.

Это описание пригодно не только для однородного плоского пьезоэлемента, но также в области частот до первого механического резонанса и для других типовых конструкций АУК, обеспечивающих повышенное перемещение ИО, в частности для биморфных пластин и мембран, а также для наборных столбов в виде пакета из N одинаковых пьезопластин, соединенных механически последовательно, а электрически — параллельно. В последнем случае в модели рис. 1 следует принять

$$K_у=YS_0/(Nl_0);\ K_п=K_0=K_у N d_п;$$
$$C_0=N\left(\varepsilon_0\varkappa S_0-d_п^2 Y S_0\right)/l_0. \qquad (1)$$

Модели рис. 1 отвечает моноэкстремальная амплитудно-частотная характеристика АЧХ АУК, свойственная системам с одной степенью свободы.

В [3] описана коррекция АУК с помощью гибкой обратной связи по выходной координате Δ, позволившая задемпфировать систему в дорезонансной области частот. Применение более «мощных» корректирующих воздействий, например комбинации гибкой и жесткой обратных связей по выходной координате, использование дискретных управлений, синхронизированных с волновыми процессами в АУК, позволяют обеспечить работу на частотах, превышающих собственную частоту механической системы АУК—ИО, и даже активно влиять на эту частоту в сторону ее увеличения. Эффективность таких методов управления АУК можно оценить с помощью моделей, учитывающих пространственную протяженность АУК и пассивных элементов ЭМС, поскольку в зарезонансной области свойства системы отличаются от свойств простого колебательного звена.

Далее рассматривается общий подход, позволяющий рассчитывать передаточные функции и амплитудно-фазовые характеристики АФХ систем различной сложности при реализации различных способов коррекции АУК, а также оценивать эффективность способов многоканального управления пьезокомпенсаторами. Для многих частных случаев расчет динамических характеристик может быть выполнен на основе рекуррентных соотношений и аналитических зависимостей.

Для исследования распределенных динамических систем широко используются различные приемы декомпозиции, при которых объект исследования представляется совокупностью динамически взаимодействующих узлов аппроксимации с сосредоточенными параметрами. Совокупность уравнений динамики всех узлов, описывающих упруговязкие, а также электромеханические взаимодействия между ними, с добавлением граничных

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

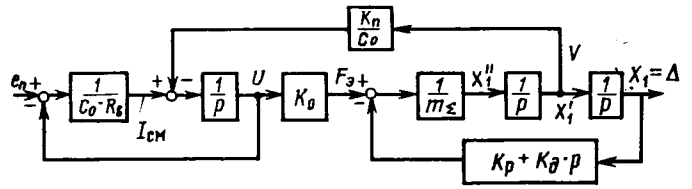


Рис. 1

и начальных условий полностью описывают поведение объекта [6]. Пьезоэлементы в режиме компенсаторов реализуют, в основном, перемещения, которые с достаточной точностью описываются как одномерные, либо могут быть сведены к таковым. Учет этого обстоятельства приводит к одномерным моделям, в которых каждый узел связан только с двумя соседними: предыдущим и последующим [5].

Рассмотрим представление АУК одномерной моделью на примере пьезоэлектрического компенсатора, имеющего массу активной части $m_к$, сочлененного свободным концом с инерционной нагрузкой m_0 и выполненного в виде составного столба из N шайб с чередующимися направлениями поляризации (рис. 2, *а*). Сосредоточим массы отдельных шайб в слоях, пространственно привязанных к проводящим электродам, разделяющим шайбы (рис. 2, *б*). В соответствии с моделью рис. 1 и с комплексом усилий, действующих на приведенные массы, составим систему уравнений, описывающую поведение одномерного АУК:

$$\left.\begin{aligned}
X_1'' &= \frac{F_c}{\overset{*}{m}_1} + \frac{\overset{*}{K}_{у12}}{\overset{*}{m}_1}(X_2 - X_1) + \frac{\overset{*}{K}_{д12}}{\overset{*}{m}_1}(X_2' - X_1') + \\
&\quad + \frac{\overset{*}{K}_{012}}{\overset{*}{m}_1}(\varphi_1 - \varphi_2); \\
X_i'' &= \frac{\overset{*}{K}_{у\,i-1,\,i}}{\overset{*}{m}_i} X_{i-1} - \left(\frac{\overset{*}{K}_{у\,i-1,\,i} + \overset{*}{K}_{у\,i,\,i+1}}{\overset{*}{m}_i}\right) X_i + \\
&\quad + \frac{\overset{*}{K}_{у\,i,\,i+1}}{\overset{*}{m}_i} X_{i+1} + \frac{\overset{*}{K}_{д\,i-1,\,i}}{\overset{*}{m}_i} X_{i-1}' - \\
&\quad - \left(\frac{\overset{*}{K}_{д\,i-1,\,i} + \overset{*}{K}_{д\,i,\,i+1}}{\overset{*}{m}_i}\right) X_i' + \frac{\overset{*}{K}_{д\,i,\,i+1}}{\overset{*}{m}_i} X_{i+1}' + \\
&\quad + (-1)^{i+1}\left[\frac{\overset{*}{K}_{0\,i-1,\,i}}{\overset{*}{m}_i}(\varphi_{i-1} - \varphi_i) + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\overset{*}{K}_{0\,i,\,i+1}}{\overset{*}{m}_i}(\varphi_i - \varphi_{i+1})\right]; \ (i = 2, 3, \ldots, N); \\
(X_j)' &= X_j'; \ (X_j')' = X_j''; \ (j = 1, 2, \ldots, N),
\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

где F_c — усилие нагрузки, приложенное к ИО, Н; $\overset{*}{m}_i$ — эквивалентная масса, приведенная к i-му электроду, кг; X_i, X_i', X_i'' — координата, скорость и ускорение i-й эквивалентной массы, м, м/с, м/с^2 соответственно; $\overset{*}{K}_{0\,i,j}$; $\overset{*}{K}_{у\,i,j}$; $\overset{*}{K}_{д\,i,j}$ — коэффициенты обратного пьезоэффекта, упругости и внутреннего демпфирования слоев между i-м и j-м электродами, Н/В, Н/м, кг/с соответственно; φ_i — потенциал i-го электрода, В; $\varphi_i - \varphi_j = U_i$ — разность потенциалов (электрическое напряжение) между i- и j-м электродами, В.

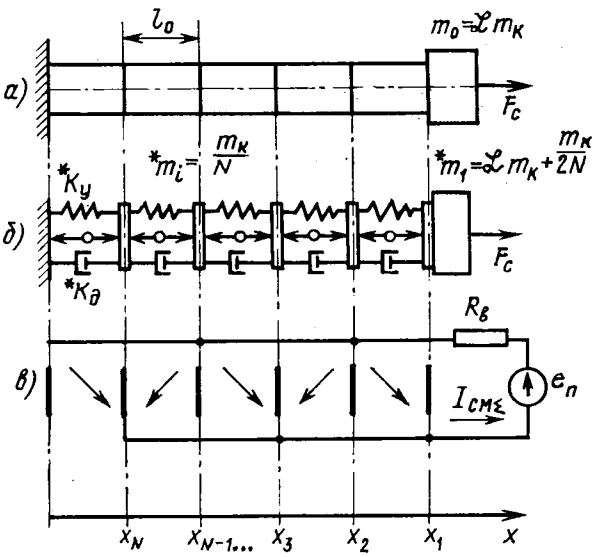


Рис. 2

Если все пьезошайбы наборного столба одинаковы, а электроды соединены параллельно через один (рис. 2, *б*), имеем

$$\left.\begin{aligned}
&\overset{*}{K}_{0\,i,\,j} = \overset{*}{K}_0; \ \overset{*}{K}_{у\,i,\,j} = \overset{*}{K}_у; \ \overset{*}{K}_{д\,i,\,j} = \overset{*}{K}_д; \\
&U_i = (-1)^{i+1} U; \ i \in (1 \div N); \ j \in (1 \div N),
\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

а также

$$\left.\begin{aligned}
&\overset{*}{m}_1 = m_0 + m_к/(2N); \\
&\overset{*}{m}_i = m_к/N, \ i = 2, 3, \ldots, N.
\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Дополним уравнения (2)—(4) уравнением регулирования управляющего поля. На рис. 2,*в* показаны схема соединений пластин и направления токов смещения в отдельных слоях. Полный ток смещения через АУК равен сумме токов смещения во всех активных слоях

$$I_{см\,\Sigma} = \sum_{j\ акт} \left(C_{0j} \frac{dU_j}{dt} + K_п \Delta V_j\right), \quad (5)$$

где $\Delta V_j = X_j' - X_{j+1}'$ — разновидность скоростей границ j-го активного слоя, м/с; C_{0j} — емкость j-го активного слоя, Ф.

Для параллельного включения идентичных пластин из (1) и (3) имеем

$$I_{см\,\Sigma} = C_{0j} N \frac{dU}{dt} + K_п \sum_{j\ акт} \Delta V_j = C_0 \frac{dU}{dt} + K_п \Delta V_{акт}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в уравнение электрического равновесия цепи питания АУК от источника э. д. с. $e_п$ с внутренним сопротивлением $R_в$

$$(e_п - U)/R_в = I_{см\,\Sigma}, \quad (7)$$

получим уравнение регулирования напряжения на компенсаторе

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_0 R_в}(e_п - U) - \frac{K_п}{C_0} \Delta V_{акт}. \quad (8)$$

В рассматриваемом примере $\Delta V_{акт} = X_1'$. Структура, отвечающая уравнениям (2)—(4), (8) дана на рис. 3.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Аналогичные структуры могут быть составлены и для других схем включения АУК, а также для других конструкций компенсатора, включающих кроме активных также и пассивные элементы: стяжки, упругие корпуса и т. п.

Из структуры одномерной модели видно, что усилия в однородном стержневом АУК, порождаемые управляющим полем, действуют только на границе активной зоны, а внутри нее полностью скомпенсированы. Волновые процессы внутри активной зоны не зависят от изменений управляющего поля, а определяются только характером механических движений ее границ. Внутреняя обратная связь также целиком определяется разностью скоростей смещения границ активной зоны. Указанные особенности позволяют рассматривать весь комплекс силовых воздействий на АУК $F_э$, F_c, усилие от действия прямого пьезоэффекта, как локально приложенные к границам активной зоны.

В рассмотренном примере управление всеми пластинами АУК осуществляется от общего усилителя, а целью управления является обеспечение заданного закона движения $\Delta(t)$. При индивидуальном управлении пластинами или их группами от источников напряжения компенсатор может рассматриваться как объект с векторным регулирующим воздействием U размерности L, характеризуемый вектором состояния X, размерности $2N$, компонентами которого являются переменные состояния — координаты $X_i=\Delta_i$, $(i=1\div N)$ и скорости $X_i'=V_i=X_j$, $(i=1—N)$, $[j=(1+N)\div 2N]$, элементарных масс, а также вектором выходных переменных y размерности M. Считая ЭМС стационарной, запишем в общем виде матричную форму системы дифференциальных уравнений, описывающих поведение АУК:

$$\overline{X}'=|B|\overline{X}+|C|\overline{U},\ \overline{Y}=|E|\overline{X}+|D|\overline{U}; \qquad (9)$$

где $|B|$, $|C|$, $|E|$ и $|D|$—матрицы с постоянными элементами размерностью $2N\times 2N$; $2N\times L$; $M\times 2N$ и $M\times L$ соответственно.

При выполнении условий управляемости и наблюдаемости передаточная матрица $\widetilde{W}(p)$ для системы (9) может быть найдена в виде [7]:

$$\widetilde{W}(p)=|E|(p|I|-|B|)^{-1}|C|+|D|. \qquad (10)$$

где $|I|$—матрица с единичными коэффициентами размерности $2N\times 2N$; $p=j\omega$—оператор Лапласа, c^{-1}; ω—круговая частота, c^{-1}.

Аналогичная (10) матрица амплитудно-фазовых характеристик (АФХ) $\widetilde{W}(j\omega)$ получается при формальной зоне в (10) p на $j\omega$.

Структурная однородность моделей ЭМС с АУК позволяет упростить описанный подход к анализу их динамических характеристик с позиций усеченного пространства состояний. Заметим, что часть компонент вектора состояния ЭМС (скорости элементарных масс) можно искусственно исключить из рассмотрения при использовании усеченного пространства состояний, включающего только координаты элементарных масс $X_1\div X_N$. Систему уравнений (9) для этого случая можно записать в виде

$$\overline{X}''=|A|\overline{X}^1+|B|\overline{X}+|C|\overline{U};\ \overline{Y}=|E|\overline{X}+|D|\overline{U}, \qquad (11)$$

где $|A|$, $|B|$, $|C|$, $|E|$ и $|D|$—матрицы размерностей $N\times N$; $N\times N$; $N\times L$; $M\times N$ и $M\times L$.

Перейдем в (11) к изображениям по Лапласу $\widetilde{X}$, $\widetilde{U}$, $\widetilde{Y}$ при нулевых начальных условиях

$$p^2\widetilde{X}=p|A|\widetilde{X}+|B|\widetilde{X}+|C|\widetilde{U};\ \widetilde{Y}=|E|\widetilde{X}+|D|\widetilde{U}. \qquad (12)$$

Из первого уравнения (12) имеем

$$\widetilde{X}=(p^2|I|-p|A|-|B|)^{-1}|C|\widetilde{U}, \qquad (13)$$

где $|I|$—матрица с единичными элементами, размерности $N\times N$.

Подставив (13) во второе уравнение (12), найдем:

$$\widetilde{Y}=[|E|(p^2|I|-p|A|-|B|)^{-1}|C|+|D|]\widetilde{U}. \qquad (14)$$

Выражение в квадратных скобках (14) определяет передаточную матрицу $W(p)=\widetilde{Y}(p)/U(p)$. Соответствующая ей матрица АФХ равна:

$$\widetilde{W}(j\omega)=|D|-|E|(\omega^2|I|+|B|+j\omega|A|)^{-1}|C|. \qquad (15)$$

Выражение (15) может быть сразу использовано для расчета АФХ ЭМС на ЦВМ с математическим обеспечением, позволяющим работать с комплексами и матричными формами. Необходимый объем машинной памяти снижается в 3—4 раза, а объем вычислений — в 60 раз по сравнению с расчетом (10).

Дальнейшее упрощение анализа имеет место при использовании скалярного управляющего воздействия $\overline{U}=U_1=U$ и единственной выходной переменной $У=У_1=X_1=\Delta$, независящей от U (случай, рассмотренный ранее при построении одномерной модели АУК), когда

$$|D|\equiv 0;\ |E|=\begin{vmatrix}1\\0\\\dots\\\dots\\0\end{vmatrix};\quad |C|=\begin{vmatrix}C_1\\0\\\dots\\\dots\\0\end{vmatrix}. \qquad (16)$$

Расчет АФХ системы в этом случае может быть выполнен более просто: с использованием рекуррентных и аналитических выражений.

Структурная схема рис. 3, отвечающая многомассовой модели рис. 2, может быть приведена к виду рис. 4, *а*, на котором обозначено: $W_п$ — передаточная функция усилительного канала, описывающая свойства усилителя и последовательного корректирующего устройства (при наличии такового); $W_к$ — передаточная функция корректирующего устройства в цепи обратной связи, а также

$$W_0=\frac{p}{2\dot{K}_у}\frac{1}{1+\dot{T}_д p+\dot{T}_м^2 p^2}; \qquad (17)$$

$$W_A=\frac{\dot{K}_у}{p}(1+\dot{T}_д p); \qquad (18)$$

$$W_{00}=\frac{p}{\dot{K}_у}\frac{1}{1+\dot{T}_д p+\dot{T}_\Sigma^2 p^2}. \qquad (19)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

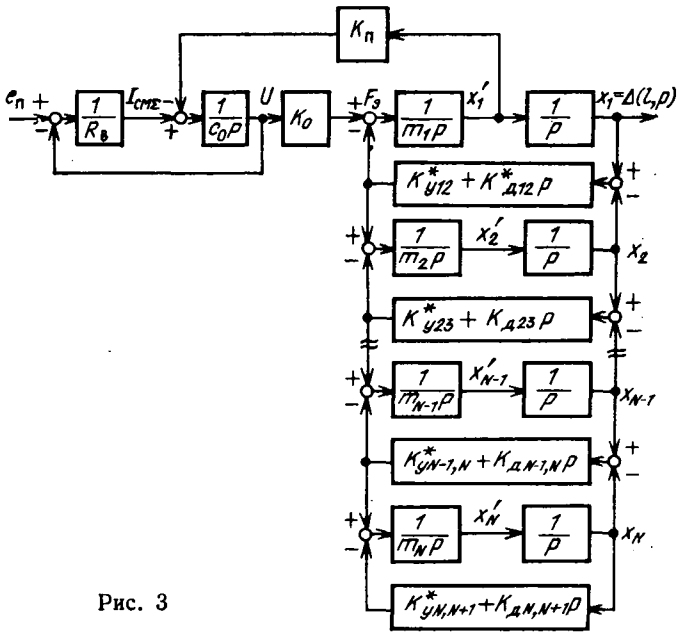


Рис. 3

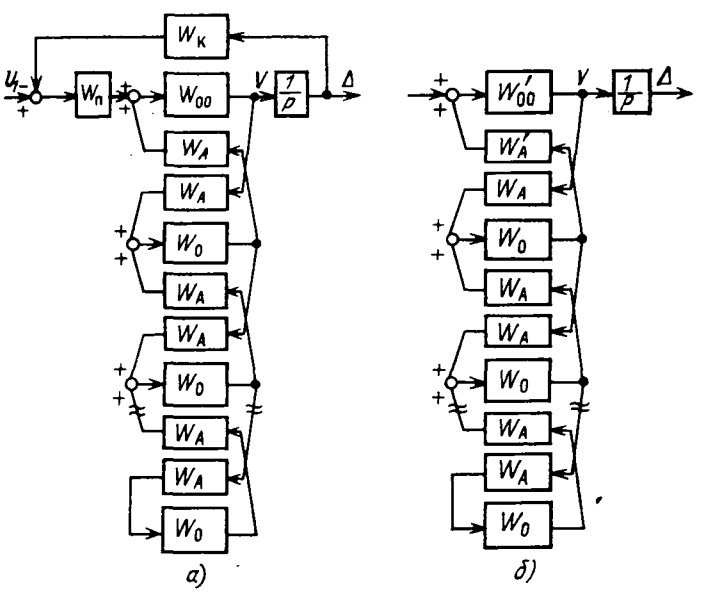


Рис. 4

В выражениях (17)—(19):

$$\left.\begin{aligned} \overset{*}{T}_м &= \sqrt{m_к}/\sqrt{2N^2K_у} = l_0/(\sqrt{2}C_{з.в}); \\ \overset{*}{T}_д &= \overset{*}{T}_м NQ = l_0 N/(\sqrt{2}C_{з.в}Q); \\ \overset{*}{T}_\Sigma &= l_0\sqrt{1+2LN}/(\sqrt{2}C_{з.в}), \end{aligned}\right\} \quad (20)$$

где L — отношение массы ИО к массе АУК, $L=m_0/m_к$; $c_{з.в}$ — скорость распространения звуковой волны в АУК, м/с; Q — механическая добротность АУК.

Структуру рис. 4, *а* можно привести к более общему виду рис. 4, *б*, где различному конкретному наполнению звеньев $W_к$ и $W_п$ отвечают разные передаточные функции звеньев W_{00} и W_A. Для этой структуры, в соответствии с (15), передаточная функция $W_1(p)=\Delta(p)/U_1(p)$ записывается в виде цепной дроби с комплексными членами

$$W_1(p)=\frac{\Delta(p)}{U_1(p)}=\cfrac{R(p)}{G(p)-\cfrac{1}{Z(p)-\cfrac{1}{\cdots\cfrac{1}{Z(p)-\cfrac{1}{Z(p)}}}}}, \quad (21)$$

где

$$G(p)=\frac{1}{W'_{00}(p)\,W'_A(p)}; \quad R(p)=\frac{1}{pW'_A(p)};$$

$$Z(p)=\frac{1}{W_0(p)\,W_A(p)}.$$

Выражение (21) при любом числе N элементарных слоев может быть непосредственно использовано для расчета АФХ скорректированного различными способами АУК. Перейдем в (21) от p к $j\omega$, обозначив

$$G(j\omega)=\alpha+j\beta; \; R(j\omega)=\gamma+j\delta; \; Z(j\omega)=\varepsilon+j\zeta.$$

Теперь АФХ, соответствующую выражению (21), можно найти по формуле

$$W_1(j\omega)=(\gamma+j\delta)(a_N+jb_N), \quad (22)$$

где

$$a_N=\frac{\alpha-a_{N-1}}{(\alpha-a_{N-1})^2+(\beta-b_{N-1})^2};$$

$$b_N=\frac{\beta-b_{N-1}}{(\alpha-a_{N-1})^2+(\beta-b_{N-1})^2}.$$

Значения a_{N-1} и b_{N-1} в (22) могут быть вычислены с использованием следующих рекуррентных соотношений

$$\left.\begin{aligned} a_j &= \frac{\varepsilon-a_{j-1}}{(\varepsilon-a_{j-1})^2+(\zeta-b_{j-1})^2}; \; j=1,2,\ldots,N-1, \\ b_j &= \frac{\zeta-b_{j-1}}{(\varepsilon-a_{j-1})^2+(\zeta-b_{j-1})^2}; \; j=1,2,\ldots,N-1. \end{aligned}\right\} \quad (23)$$

Расчет a_j и b_j ведется последовательно, начиная с $j=1$ и до $j=N-1$, причем в начале расчета следует принять $a_0=b_0=0$.

Из (17—21) при $W_к=K_ф p+K_т$ и $w_п=1$ имеем:

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon &= 2\left(1-\frac{\overset{*}{T}{}^2_м\omega^2}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^2}\right); \quad \zeta = 2\,\frac{\overset{*}{T}{}^2_м\overset{*}{T}_д\omega^3}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^3}; \\ \gamma &= \frac{1/\overset{*}{K}_у}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^2}; \quad \delta = -\frac{\overset{*}{T}{}^2_д\omega/\overset{*}{K}_у}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^2}, \end{aligned}\right\} \quad (24)$$

а также

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \frac{\overset{*}{K}_у+K_т}{\overset{*}{K}_у}\,\frac{1+\overset{*}{T}_к\overset{*}{T}_д\left(\frac{\overset{*}{K}_у}{\overset{*}{K}_у+K_т}\right)\omega^2-\overset{*}{T}{}^2_\Sigma\left(\frac{\overset{*}{K}_у}{\overset{*}{K}_у+K_т}\right)\omega_2}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^2}; \\ \beta &= \frac{\overset{*}{K}_у+K_т}{\overset{*}{K}_у}\,\frac{\overset{*}{T}_к\left(\frac{\overset{*}{K}_у}{\overset{*}{K}_у+K_т}\right)\omega-\overset{*}{T}_д\omega+\overset{*}{T}{}^2_\Sigma\left(\frac{\overset{*}{K}_у}{\overset{*}{K}_у+K_т}\right)\overset{*}{T}_д\omega^3}{1+\overset{*}{T}{}^2_д\omega^2}, \end{aligned}\right\} \quad (25)$$

где $\overset{*}{T}_к=\overset{*}{T}_д+K_ф/K_у=\overset{*}{T}_д+\nu\overset{*}{T}_м$; $\nu=K_ф/(K_у\overset{*}{T}_м)$;

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

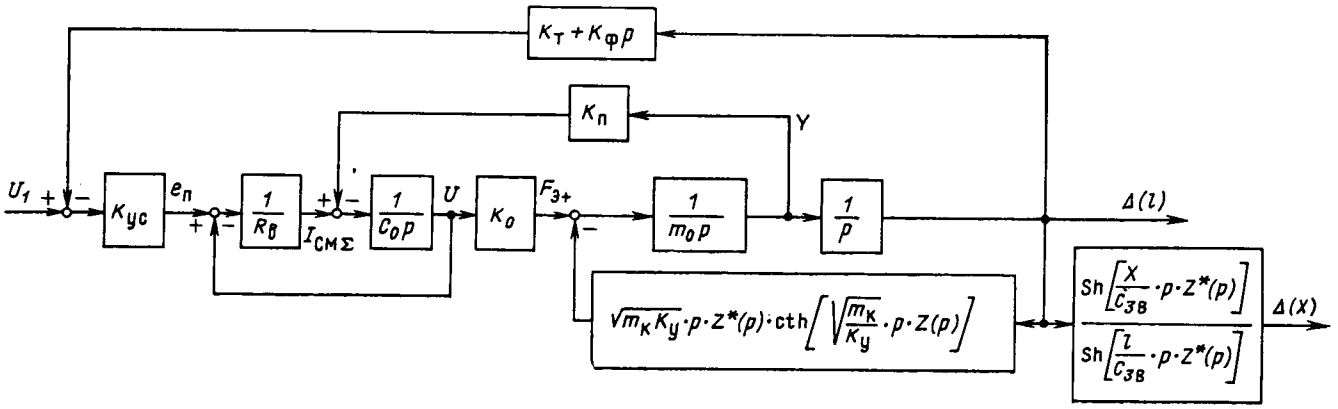


Рис. 5

$K_т$ и $K_ф$ — коэффициенты жесткой и гибкой обратных связей в $W_к$.

Выражения (22)—(25) позволяют рассчитывать АЧХ скорректированных АУК с учетом внутреннего вязкого трения. Для однородных стержневых АУК получены также передаточные функции и при условии пренебрежения внутренним трением, простые выражения для расчета АФХ в аналитической форме.

Продольные смещения $\Delta(X, t)$ элементов однородного стержня Фохта с внутренним вязким трением описываются волновым уравнением [4]:

$$\frac{\partial^2\Delta(X, t)}{\partial t^2} = \frac{\partial^2\Delta(X, t)}{\partial X^2} C^2_{з.\,в} + \frac{\partial^3\Delta(X, t)}{\partial t\partial X^2} H, \quad (26)$$

где H — кинематическая вязкость материала, м²/с.

Как было показано, усилие $F_э = K_0 U$, порождаемое изменениями управляющего поля может строго рассматриваться как приложенное локально к границам активной зоны однородного стержневого АУК. При этом граничное условие на конце стержня, сочлененном с перемещаемой инерционной нагрузкой m_0:

$$\left.\frac{\partial\Delta(X, t)}{\partial X}\right|_{X=l} = \frac{K_0 U(t)}{YS_0} - \frac{m_0}{YS_0}\frac{\partial^2\Delta(l, t)}{\partial t^2}. \quad (27)$$

Граничное условие на закрепленном конце стержня:

$$\Delta(0, t) = 0;\ \Delta'(0, t) = 0. \quad (28)$$

Перейдем в (26) к операторной форме записи, приняв $p = \partial/\partial t$ и $\overset{*}{S} = \partial/\partial x$:

$$\Delta(\overset{*}{S}, p)\left[\overset{*}{S}{}^2\left(1 + \frac{H}{C^2_{з.\,в}}p\right) - \frac{p^2}{C^2_{з.\,в}}\right] = 0. \quad (29)$$

Нетривиальное решение (29) дает корни $\overset{*}{S}_{1,2} = \pm p/\sqrt{C^2_{з.\,в} + Hp}$, которые с учетом граничного условия (28) отвечают решению:

$$\Delta(X, p) = \Delta(l, p)\,\mathrm{sh}\left[\frac{Xp}{C_{з.\,в}}\overset{*}{Z}(p)\right]/\mathrm{sh}\left[\frac{lp}{C_{з.\,в}}\overset{*}{Z}(p)\right], \quad (30)$$

где $Z^*(p) = C_{з.\,в}/\sqrt{C^2_{з.\,в} + Hp}$.

Вводя производную от (30) по X в выражение (27), после несложных преобразований получим передаточную функцию от управляющего напряжения к перемещению ИО

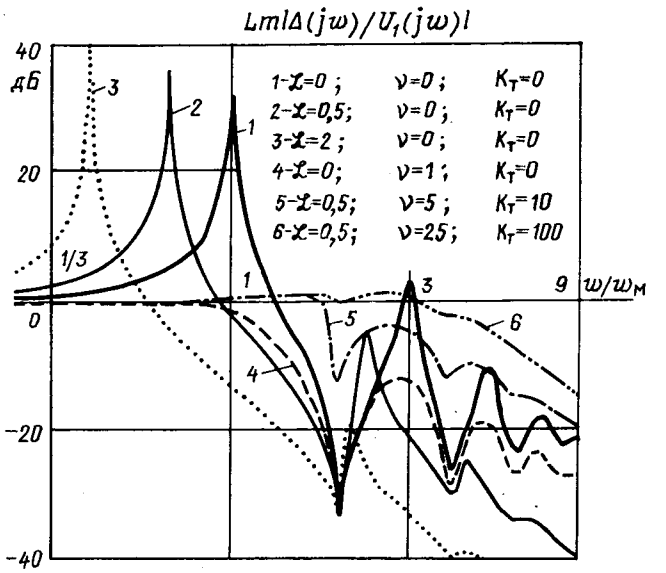


Рис. 6

$$W_к(l, p) = \frac{\Delta(l, p)}{U(p)} = \frac{K_0}{m_0 p^2 + \sqrt{m_к K_у}\, p\overset{*}{Z}(p)\,\mathrm{cth}\left[\sqrt{\frac{m_к}{K_у}}\, p\overset{*}{Z}(p)\right]}. \quad (31)$$

Эта передаточная функция является модификацией известных уравнений, описывающих однородные длинные электрические линии. В этой модификации лишь учтены практически не встречающиеся в теории длинных линий потери, пропорциональные градиенту напряжения вдоль линии, эквивалентные потерям на вязкое трение в стержне. Существуют и другие модели диссипации энергии в стержнях. Один из способов учета потерь базируется на комплексном представлении модуля Юнга $\overline{Y} = Y(1 + j/Q)$. Согласно [5] для этого случая следует принять в (30)

$$\overset{*}{Z}(p) = 1 - p/(2Q\omega).$$

В [8] предложено еще одно выражение для функции $Z(p)$ в случае движения стержневого АУК без внутреннего трения, но в вязкоупругой среде при специфическом сочетании параметров стержня и демпфирующей

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

среды. Для ответа на вопрос о том, какую из возможных моделей учета потерь в АУК следует принять, были проведены специальные эксперименты. Сравнение полученных расчетных и экспериментальных переходных характеристик позволило отдать предпочтение модели внутреннего вязкого трения.

С учетом сделанных выше замечаний о влиянии обратного пьезоэффекта включим $W_к(l, p)$ в полную структуру рис. 5, описывающую динамику АУК при наличии корректирующих обратных связей. Передаточная функция скорректированного АУК, отвечающая структуре рис. 5:

$$W_1(p) = \frac{\Delta(l, p)}{U_1(p)} = \frac{W_п(p) W_к(l, p)}{1 + W_п(p) W_к(l, p)(K_т + K_ф p + K_п R_в p/K_{ус})}, \quad (32)$$

где $W_п = K_{ус}/(1 + R_в C_0 p)$.

Аналитические выражения АФХ, отвечающие (32), в общем случае весьма громоздки. Приведем выражение АФХ скорректированного АУК для частного случая $Z(p) = 1$, $R_в \approx 0$ при $W_п \approx 1$:

$$W_1(j\omega) = \frac{K_0 \xi}{\omega \sqrt{m_к K_у}\left(1 - \frac{m_0}{m_к}\sqrt{\frac{m_к}{K_у}}\,\omega\xi\right) + K_т K_0 \xi + jK_ф K_0 \omega \xi}, \quad (33)$$

где

$$\xi = \mathrm{tg}\left(\sqrt{\frac{m_к}{K_у}}\,\omega\right).$$

Результаты расчетов АФХ по точным и рекуррентным выражениям практически совпадают при выборе $N \geqslant 10$. Использование рекуррентных процедур предпочтительно при необходимости учитывать внутреннее трение и неоднородность параметров АУК. Результаты расчетов логарифмических АЧХ (ЛАЧХ) $Lm|\Delta(j\omega)/U_1(j\omega)|$ для пьезоэлемента с параметрами l=0,1 м, Сзв=3600 м/с, Q=50 приведены на рис. 6. В отличие от упрощенной модели [3] АУК ведет себя как полирезонансный объект (рис. 6, кривая *1*).

Присоединение к АУК массивного ИО сдвигает резонансные пики в сторону низких частот, а частота антирезонансных провалов АЧХ при этом практически не изменяется. С ростом присоединенной нагрузки амплитуда колебаний АУК на первой резонансной частоте увеличивается, а пики высокочастотных резонансов все более сглаживаются. При этом ЛАЧХ системы все более приближается к ЛАЧХ упрощенной модели, описывающей АУК как объект с сосредоточенными параметрами.

Введение отрицательной обратной связи по производной от выходной координаты позволяет эффективно подавить резонансные пики ЛАЧХ (рис. 6, кривая *4*). Соответствующий выбор коэффициента обратной связи по скорости $K_ф$ обеспечивает воспроизведение управляющего воздействия с малыми амплитудными и фазовыми искажениями примерно до частоты первого механического резонанса. Весьма существенную роль играет антирезонансный провал АЧХ, который при коррекции с помощью обратной связи по скорости практически не смещается. Частоту антирезонанса в ряде работ называют предельно достижимой верхней частотой полосы пропускания пьезопреобразователей, что, строго говоря, с учетом конечной механической добротности неверно.

Коррекция при помощи комбинации гибкой и жесткой обратных связей (рис. 6, кривые *5* и *6*) оказывает существенное воздействие на вид АЧХ АУК. С увеличением глубины обратных связей диапазон частот, в котором модуль АЧХ близок к 1, согласно модели может неограниченно возрастать. Свойства замкнутой системы при этом приближаются к свойствам высокочастотного колебательного звена с произвольно выбираемым при помощи $K_т$ и $K_ф$ демпфированием. Это имеет место, однако, только при очень глубокой отрицательной обратной связи по выходной координате с коэффициентом $K_т \geqslant 50$—100.

Практическое ограничение на значение $K_т$ накладывает нелинейность, связанная с насыщением канала управления АУК. При $K_т > 5$ уменьшается значение возмущений по заданию, которые могут быть отработаны системой в линейном режиме — без выхода на ограничение по напряжению усилителя. Еще более существенные ограничения на выбор глубины обратных связей выявляются при учете электростатической постоянной времени $R_п C_0 > 0$. При больших, но еще реальных значениях $K_т = 5 \div 10$ можно расширить полосу пропускания АУК до частоты, близкой к частоте первого антирезонанса, а в замкнутой системе регулирования положения ИО обеспечить частоту среза, примерно равную резонансной частоте собственно АУК без сочлененной с ним дополнительной инерционной нагрузки в виде ИО.

В рассмотренных моделях АУК предполагалось, что ИО жестко сочленен с активной зоной АУК, а он сам закреплен на неподвижном основании. Реальные ЭМС включают в состав своей кинетической схемы более или менее развитые пассивные части, резонансные свойства которых накладывают ограничения на степень использования динамических возможностей АУК. Трудности на пути увеличения быстродействия ЭМС с АУК, связанные с возникновением колебательных явлений в пассивных элементах, успешно преодолеваются в каждом конкретном случае за счет лучшего распределения масс, повышения жесткости отдельных элементов конструкции ЭМС. Эффективным оказывается применение пьезокомпенсаторов с активным динамическим уравновешиванием, не вызывающих при своем движении реактивных сил в точке своего закрепления на основе.

В экспериментах по обеспечению максимально возможного быстродействия в замкнутых системах регулирования положения со скорректированными АУК были реализованы частоты среза в 2—3 раза превышающие собственную частоту колебаний компенсатора, сочлененного с исполнительным органом. Так, для биморфного пьезоэлектрического АУК с присоединенной нагрузкой при частоте первого механического резонанса 190 Гц зафиксирована возможность достижения в системе частоты среза 490 Гц. В системе позиционирования на базе скорректированного наборного столба из 270 пьезошайб толщиной по 0,6 мм при настройке на модульный оптимум зафиксирована частота среза 2000 Гц, время окончания переходного процесса позиционирования на 30 мкм составило 105 мкс, получены управляемые ускорения ИО свыше 2000 м/с^2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов А. А.** Проектирование систем автоматического манипулирования миниатюрными изделиями. — М.: Машиностроение, 1981.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

2. **Никольский А. А.** Вопросы синтеза двухканальных следящих электроприводов с активными упругими пьезокомпенсаторами. — Электричество, 1986, № 12.
3. **Никольский А. А., Филиппов В. Г.** Динамика систем высокоточного позиционирования с активными упругими компенсаторами. — Электричество, 1986, № 6.
4. **Раус Дж.** Динамика системы твердых тел. Т. 2. М.: Наука, 1983.
5. **Ленк А.** Электромеханические системы. Системы с распределенными параметрами / Пер. с нем. — М.: Энергоиздат, 1982.
6. **Автоматизированное** проектирование следящих приводов и их элементов / В. Ф. Казмиренко, М. В. Баранов, Ю. В. Илюхин и др. Под ред. В. Ф. Казмиренко. — М.: Энергоатомиздат, 1984.
7. **Воронов А. А.** Введение в динамику сложных управляемых систем.— М.: Наука, ГРФМЛ, 1985.
8. **Иванов Е. А., Сильченкова В. В., Афонин С. М.** Математическая модель пьезоэлектрического двигателя. — В кн.: Автоматические приборы и оборудование в микроэлектронике. — М.: МИЭТ, 1981.

[09.04.86]

УДК 621.33:621.313.333.001.5

Анализ электромагнитных процессов в тяговом электроприводе вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями

ИНЬКОВ Ю. М., ДУБРОВСКИЙ З. М., КИРЖНЕР Д. Л., ЛИТОВЧЕНКО В. В., ШАРОВ В. А.
МИИТ

Анализ процессов в тяговом приводе вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями (АТД) и статическими преобразователями частоты является одним из наиболее важных вопросов, решение которого позволяет уже на стадии технического проектирования правильно выбрать параметры элементов электропривода. Особую актуальность этот вопрос приобретает в связи с необходимостью обеспечения электромагнитной совместимости тягового привода, являющегося генератором помех в рельсовой цепи, с устройствами обеспечения безопасности движения поездов, использующими для передачи сигналов рельсовые цепи. Поэтому расчет электромагнитных процессов в тяговом электроприводе должен производиться с минимальными упрощающими допущениями. Вместе с тем, при анализе электромагнитных процессов имеются определенные трудности, связанные с особенностями моделирования преобразователей и тягового привода, а именно:

тяговый электропривод представляет собой сложную электромеханическую систему, состоящую из ряда подсистем — электрической, механической и управляющей;

полупроводниковые преобразователи привода комплектуют нелинейными элементами — диодами и тиристорами;

законы и алгоритмы управления вентилями преобразователей весьма сложны и разнообразны;

к общему источнику питания подключают большое число потребителей (по числу вагонов в поезде).

В некоторых случаях, как например, при движении поезда с постоянной или медленно изменяющейся скоростью, входные воздействия на электрическую подсистему со стороны механической в виде частоты вращения ротора двигателя и управляющей в виде сигналов на управление вентилями преобразователя можно считать постоянными. Это позволяет рассматривать электрическую подсистему привода как самостоятельную систему, выделив в ней соответствующие подсистемы (рис. 1): входная цепь (источник питания и входной фильтр с учетом параметров питающей сети); полупроводниковые преобразователи (автономные инверторы напряжения АИН1 и АИН2) и асинхронные тяговые двигатели АТД1—АТД4.

Для анализа процессов в системах такого рода обычно применяют кусочно-линейную аппроксимацию вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов, рассматривая их идеальными ключами, составляют уравнения электрического равновесия для непрерывных подсистем, которые при помощи уравнений связи объединяют в полную систему уравнений, и решают полученную систему уравнений тем или иным методом. В этом случае электромагнитные процессы на межкоммутационных интервалах описывают системой линейных дифференциальных уравнений и анализ процессов сводится к последовательному расчету линейных схем замещения.

В соответствии с изображенной на рис. 1 расчетной схемой электрической части привода рассмотрим математические модели ее отдельных составляющих.

Для описания электромагнитных процессов во входной цепи используем следующие уравнения:

$$\left.\begin{aligned} \frac{di_\Phi}{dt} &= (E - U_C - i_\Phi R_c)/(L_\Phi + L_c); \\ \frac{dU_C}{dt} &= \frac{i_\Phi - i_{н1} - i_{н2}}{C_\Phi}, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

где E — напряжение питания вагона метрополитена; U_C — напряжение конденсатора фильтра; i_Φ — ток входной цепи; $i_{н1}$, $i_{н2}$ — входные токи инверторов на-

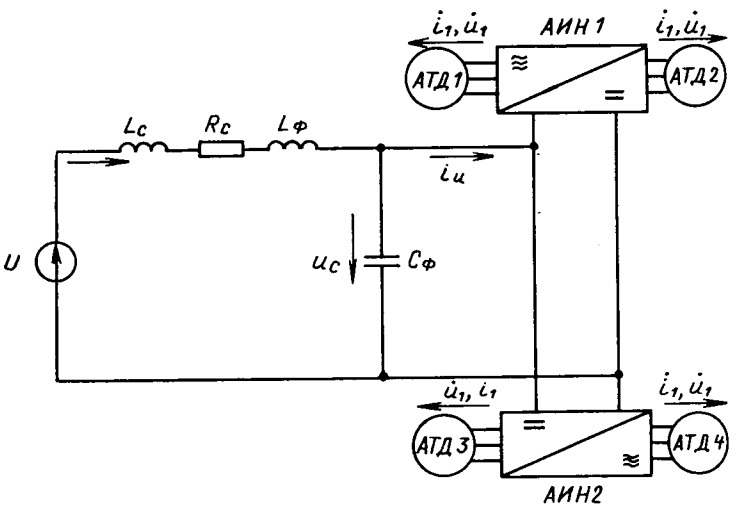


Рис. 1. Расчетная схема электрической части вагона метрополитена

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

пряжения; R_c, L_c — активные сопротивление и индуктивность тяговой сети; $L_ф$ — индуктивность фильтра; $C_ф$ — емкость фильтра.

Анализ процессов в АТД выполняют, основываясь на представлении двигателя в виде некоторой идеализированной модели, называемой обобщенной машиной [1]. При этом реальную модель заменяют эквивалентной двухфазной, уравнения для которой, выражаемые через потокосцепления в ортогональных α- и β-осях имеют вид [2]:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{d\psi_{1\alpha}}{dt}=A_1(k_2\psi_{2\alpha}-\psi_{1\alpha})+u_{1\alpha};\\
&\frac{d\psi_{1\beta}}{dt}=A_1(k_2\psi_{2\beta}-\psi_{1\beta})+u_{1\beta};\\
&\frac{d\psi_{2\alpha}}{dt}=A_2(k_1\psi_{1\alpha}-\psi_{2\alpha})-\omega_{вр}\psi_{2\beta};\\
&\frac{d\psi_{2\beta}}{dt}=A_2(k_1\psi_{1\beta}-\psi_{2\beta})+\omega_{вр}\psi_{2\alpha};\\
&i_{1\alpha}=\frac{1}{\sigma L_1}(\psi_{1\alpha}-k_2\psi_{2\alpha});\\
&i_{1\beta}=\frac{1}{\sigma L_1}(\psi_{1\beta}-k_2\psi_{2\beta});
\end{aligned}\right\}\qquad(2)$$

где $A_1=\frac{R_1}{\sigma L_1}$; $A_2=\frac{R_2}{\sigma L_2}$;

$R_1, R_2, L_1, L_2, \sigma$ — параметры схемы замещения АТД.

На первом этапе анализа считаем, что разбросом характеристик двух АТД, подключаемых к одному преобразователю, можно пренебречь, хотя принципиально модель позволяет учесть и этот разброс.

Учитывая, что вольт-амперные характеристики вентилей на каждом интервале аппроксимации заменены отрезками прямых линий, уравнения связи, объединяющие входную цепь модели с АТД, запишем в проекциях на ортогональные α- и β-оси следующим образом:

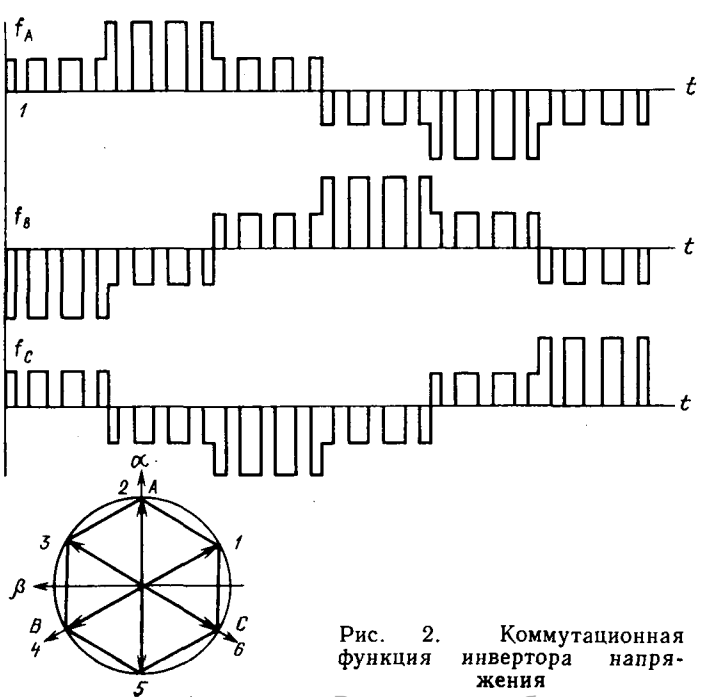


Рис. 2. Коммутационная функция инвертора напряжения

для напряжений

$$U_{1\alpha}=f_\alpha U_C;\ U_{1\beta}=f_\beta U_C;$$

для токов (3)

$$I_н=\frac{3}{2}(f_\alpha i_{1\alpha}+f_\beta i_{1\beta}),$$

где f_α и f_β — соответственно проекции коммутационных функций инвертора на α и β оси; $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ — проекции тока статора двигателя на α и β оси.

Коммутационная функция инвертора представляет собой кусочно-непрерывную периодическую функцию времени. При этом коммутационная функция определяется только принятым алгоритмом управления вентилей преобразователя, если суммарная длительность интервала проводимости вентилей одного плеча инвертора за период равна π, или алгоритмом управления и режимом работы двигателя, если суммарная длительность интервала проводимости меньше π (например 5π/6 или 2π/3). В последнем случае имеет место режим прерывистых токов в фазах двигателя, при котором напряжение на обесточенной фазе определяется величиной э. д. с. двигателя и не может быть однозначно определено через напряжение на входе инвертора. Для анализа этих режимов в уравнениях (2) двигателя необходимо изменить коэффициенты в связи с двухфазной проводимостью двигателя. Рассматривая далее преобразователи с инвертором проводимости вентилей равной π (180-градусный закон управления), результирующий вектор коммутационной функции (рис. 2) определим соотношением:

$$\bar{f}_{180/人}=\frac{2}{3}e^{j(n-1)\pi/3}\ \text{при}\ \frac{nT}{6}\leqslant t\leqslant\frac{(n+1)T}{6};\qquad(4)$$

$$\bar{f}_{180/人}=0\ \text{при}\ \frac{nT}{6}+T_н\left(\frac{2j+k_з}{2}\right)\leqslant t\leqslant\frac{nT}{6}+$$
$$+T_н\left(\frac{2j+n+k_з}{2}\right),\qquad(5)$$

где $n=1, 2, 3,...$; T, $T_н$ — период выходной и несущей частоты; $k_з$ — коэффициент заполнения, определяемый по формуле

$$k_з=\sum_{i=1}^{k}T_{ni}/T,$$

где $k=\frac{f_н}{f_1}$ — кратность частот; $\sum_{i=1}^{k}$ — интервал работы преобразователя под напряжением; $j=1, 2, 3,..., k/6$.

Проекции результирующего вектора коммутационной функции на оси α и β определяются следующим образом:

$$\left.\begin{aligned}
&f_{\alpha 180/人}=\mathrm{Re}\,[\bar{f}_{\pi/人}]=\frac{2}{3}\cos\left[(n-1)\frac{\pi}{3}\right];\\
&f_{\beta 180/人}=\mathrm{Im}\,[f_{\pi/人}]=\frac{2}{3}\sin\left[(n-1)\frac{\pi}{3}\right].
\end{aligned}\right\}\qquad(6)$$

Используя уравнения (1)—(3), (6), получим линейную систему дифференциальных уравнений десятого порядка, полностью описывающую электромагнитные процессы в силовой цепи электропривода вагона метрополитена:

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$
\left.
\begin{aligned}
&\frac{di_\Phi}{dt}=(E-U_C-i_\Phi r_c)/(L_\Phi+L_c);\\
&\frac{dU_C}{dt}=\Big\{i_\Phi-\frac{3}{2}\,\frac{1}{\sigma' L_1'}\big[f_\alpha'(\psi_{1\alpha}'-k_2'\psi_{2\alpha}')+\\
&+f_\beta'(\psi_{1\beta}'-k_2'\psi_{2\beta}')\big]-\frac{3}{2}\,\frac{1}{\sigma'' L''}\big[f_\alpha''(\psi_{2\alpha}''-k_2''\psi_{2\alpha}'')+\\
&+f_\beta''(\psi_{1\beta}''-k_2''\psi_{2\beta}'')\big]\Big\}\Big/C_\Phi;\\
&\frac{d\psi_{1\alpha}'}{dt}=-A_1'\psi_{1\alpha}'+k_2'A_1'\psi_{2\alpha}'+U_C f_\alpha';\\
&\frac{d\psi_{1\beta}'}{dt}=-A_1'\psi_{1\beta}'+k_2'A_1'\psi_{2\beta}'+U_C f_\beta';\\
&\frac{d\psi_{2\alpha}'}{dt}=k_1'A_2'\psi_{1\alpha}'-A_2'\psi_{2\alpha}'-\omega_{вр}'\psi_{2\beta}';\\
&\frac{d\psi_{2\beta}'}{dt}=k_1'A_2'\psi_{1\beta}'-A_2'\psi_{2\beta}'+\omega_{вр}'\psi_{2\alpha}';\\
&\frac{d\psi_{1\alpha}''}{dt}=-A_1''\psi_{1\alpha}''+k_2''A_1''\psi_{2\alpha}''+U_C f_\alpha'';\\
&\frac{d\psi_{1\beta}''}{dt}=-A_1''\psi_{1\beta}''+k_2''A_1''\psi_{2\beta}''+U_C f_\beta'';\\
&\frac{d\psi_{2\alpha}''}{dt}=k_1''A_2''\psi_{1\alpha}''-A_2''\psi_{2\alpha}''-\omega_{вр}''\psi_{2\beta}'';\\
&\frac{d\psi_{2\beta}''}{dt}=k_1''A_2''\psi_{1\beta}''-A_2''\psi_{2\beta}''-\omega_{вр}''\psi_{2\alpha}''.
\end{aligned}
\right\}\quad(7)
$$

Анализ электромагнитных процессов в тяговом электроприводе может быть проведен методом численного интегрирования, например, методом Рунге — Кутта четвертого порядка. Вместе с тем, если конфигурация и последовательность частных схем замещения при различных состояниях вентилей известна, то предпочтение отдается аналитическим методам расчета, достоинством которых является возможность вычисления значений переменных в установившемся режиме, не проходя весь временнóй интервал по шагам, а вычисляя их только в момент перехода от одной мгновенной схемы к другой.

Для удобства решения представим систему линейных дифференциальных уравнений (7) в матричной форме:

$$\mathbf{X}=\mathbf{C}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{y}, \qquad (8)$$

где $\mathbf{C}$ — квадратная матрица коэффициентов правых частей уравнений (7) порядка $[n\times n]$; $\mathbf{X}$ — столбцевая матрица $[n\times 1]$ переменных состояния; $\mathbf{B}$ — матрица управления $[n\times 1]$; $\mathbf{Y}$ — матрица внешних возмущений порядка $[n\times 1]$, равная в нашем случае

$$\mathbf{Y}=\begin{vmatrix} E\\ 0\\ \vdots\\ 0\end{vmatrix}.$$

Элементы матриц $\mathbf{C}$ и $\mathbf{B}$ определяются топологией и параметрами схемы.

Проведя алгебраизацию уравнений (7), можно получить операторную форму уравнений состояния (8):

$$p\mathbf{X}(p)-\mathbf{X}(0)=\mathbf{C}\mathbf{X}(p)+\mathbf{B}\mathbf{Y}(p), \qquad (9)$$

где $\mathbf{X}(0)$ — матрица-столбец начальных условий переменных состояния;

$$\left.
\begin{aligned}
&(p\mathbf{1}-\mathbf{C})\,\mathbf{X}(p)=\mathbf{X}(0)+\mathbf{B}\mathbf{Y}(p);\\
&\mathbf{X}(p)=(p\mathbf{1}-\mathbf{C})^{-1}[\mathbf{X}(0)+\mathbf{B}\mathbf{Y}(p)].
\end{aligned}
\right\}\qquad(10)$$

Таким образом, для нахождения аналитического решения системы (7) необходимо найти обратную матрицу:

$$(\mathbf{A}_0(p))^{-1}=(p\mathbf{1}-\mathbf{C})^{-1}. \qquad (11)$$

Представим матрицу $\mathbf{A}_0(p)$ в общем виде, сохранив ее структуру:

$$A_0(p)=\begin{vmatrix}
(a_{11}+p) & a_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
a_2 & (a_{22}+p) & a_{23} & a_{24} & a_{25} & a_{26} & a_{27} & a_{28} & a_{29} & a_{30}\\
0 & a_{32} & (a_{33}+p) & 0 & a_{35} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & a_{42} & 0 & (a_{44}+p) & 0 & a_{46} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & a_{53} & 0 & (a_{55}+p) & a_{56} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & a_{64} & a_{65} & (a_{66}+p) & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & a_{72} & 0 & 0 & 0 & 0 & (a_{77}+p) & 0 & a_{79} & 0\\
0 & a_{82} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (a_{88}+p) & 0 & a_{810}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{97} & 0 & (a_{99}+p) & a_{910}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{108} & a_{109} & (a_{1010}+p)
\end{vmatrix}, \qquad (12)$$

где $a_{11}=-\dfrac{r_c}{L_c+L_\Phi}$; $a_{12}=-\dfrac{1}{L_c+L_\Phi}$; $a_{21}=\dfrac{1}{C_\Phi}$;

$a_{22}=0$; $a_{23}=-\dfrac{3}{2}\,\dfrac{1}{\sigma' L_1'}f_\alpha'$; $a_{24}=-\dfrac{3}{2}\,\dfrac{1}{\sigma' L_1'}f_\beta'$;

$a_{25}=\dfrac{3}{2}\,\dfrac{k_2'}{\sigma' L_1'}f_\alpha'$; $a_{26}=\dfrac{3}{2}\,\dfrac{k_2'}{\sigma' L_1'}f_\beta'$;

$a_{27}=-\dfrac{3}{2}\,\dfrac{1}{\sigma'' L_1''}f_\alpha''$; $a_{28}=\dfrac{3}{2}\,\dfrac{1}{\sigma'' L_1''}f_\beta''$;

$a_{29}=\dfrac{3}{2}\,\dfrac{k_2''}{\sigma'' L_1''}f_\alpha''$; $a_{210}=\dfrac{3}{2}\,\dfrac{k_2''}{\sigma'' L_1''}f_\beta''$; $a_{32}=f_\alpha'$;

$a_{33}=-A_1'$; $a_{35}=k_2'A_1'$; $a_{42}=f_\beta'$; $a_{44}=-A_1'$; $a_{46}=k_2'A_2'$;

$a_{53}=k_1'A_2'$; $a_{55}=-A_2'$; $A_{56}=-\omega_{вр}'$; $a_{64}=k_1'A_2'$;

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$a_{65}=A_2'; \quad a_{66}=\omega_{вр}'; \quad a_{72}=f_\alpha''; \quad a_{73}=-A_1''; \quad a_{77}=-A_1'';$$

$$a_{79}=k_2''A_1''; \quad a_{82}=f_\beta''; \quad a_{88}=-A_1''; \quad a_{810}=k_2'A_2'';$$

$$a_{97}=k_1'A_2''; \quad a_{99}=-A_2''; \quad a_{910}=-\omega_{вр}''; \quad a_{108}=k_1''A_2'';$$

$$a_{109}=\omega_{вр}''; \quad a_{1010}=-A_2''.$$

Данная матрица является разреженной, и ее с помощью двухкратного преобразования (13), (14), позволяющего устранить 2-ю строку и 2-й столбец, можно привести к клеточно-диагональной:

$$\mathbf{A}_0(p)=\mathbf{A}_1(p)+\mathbf{u}_1\mathbf{V}_1, \tag{13}$$

где

$$\mathbf{u}_1=\begin{vmatrix}0\\1\\0\\\vdots\\0\end{vmatrix}; \quad \mathbf{V}_1=|a_{21};\ 0;\ a_{23},\ \ldots,\ a_{210}|; \tag{14}$$

$$\mathbf{A}(p)=\mathbf{A}_2(p)+\mathbf{u}_2\mathbf{V}_2,$$

где

$$\mathbf{u}_2=\begin{vmatrix}a_{12}\\0\\a_{32}\\a_{42}\\0\\0\\a_{72}\\a_{82}\\0\\0\end{vmatrix}; \quad \mathbf{V}_2=|0,\ 1;\ 0;\ \ldots,\ 0|.$$

Матрица $\mathbf{A}_2(p)$ является клеточно-диагональной, и ее обратная матрица имеет вид:

$$\mathbf{A}_2(p)=\begin{vmatrix}\mathbf{B}_1(p) & 0 & 0\\ 0 & \mathbf{B}_2(p) & 0\\ 0 & 0 & \mathbf{B}_3(p)\end{vmatrix};$$

$$(\mathbf{A}_2(p))^{-1}=\begin{vmatrix}\mathbf{B}_1(p) & 0 & 0\\ 0 & \mathbf{B}_2(p)^{-1} & 0\\ 0 & 0 & \mathbf{B}_3(p)\end{vmatrix}. \tag{15}$$

Обратная матрица $(\mathbf{B}_1(p))^{-1}$ равна:

$$(\mathbf{B}_1(p))^{-1}=\begin{vmatrix}a_{11}+p & 0\\ 0 & a_{22}+p\end{vmatrix}. \tag{16}$$

Матрицы $\mathbf{B}_2(p)$ и $\mathbf{B}_3(p)$ — квадратные матрицы коэффициентов уравнений эквивалентного двигателя размерности 4×4; обратные им определяются следующим образом:

$$(\mathbf{B}_2(p))^{-1}=\begin{vmatrix}\frac{m_{33}(p)}{\Delta_2(p)} & \cdots & \frac{m_{36}(p)}{\Delta_2(p)}\\ \vdots & & \vdots\\ \frac{m_{63}(p)}{\Delta_2(p)} & \cdots & \frac{m_{66}(p)}{\Delta_2(p)}\end{vmatrix};$$

$$(\mathbf{B}_3(p))^{-1}=\begin{vmatrix}\frac{m_{77}(p)}{\Delta_3(p)} & \cdots & \frac{m_{710}(p)}{\Delta_3(p)}\\ \vdots & & \vdots\\ \frac{m_{107}(p)}{\Delta_3(p)} & \cdots & \frac{m_{1010}(p)}{\Delta_3(p)}\end{vmatrix}, \tag{17}$$

где $m_{ij}(p)$, $\Delta_2(p)$, $\Delta_3(p)$ — соответственно алгебраическое дополнение соответствующего элемента обратной матрицы и определители матриц $\mathbf{B}_2(p)$ и $\mathbf{B}_3(p)$, которые определяются одним из известных способов линейной алгебры [4].

Для определения обратных матриц $(\mathbf{A}_1(p))^{-1}$ и $(\mathbf{A}_0(p))^{-1}$ воспользуемся формулой, приведенной в [5]:

$$(\mathbf{A}_i(p))^{-1}=(\mathbf{A}_{i+1}(p))^{-1}-$$
$$-\frac{(\mathbf{A}_{i+1}(p))^{-1}\mathbf{u}_{i+1}\mathbf{V}_{i+1}(\mathbf{A}_{i+1}(p))^{-1}}{1+\mathbf{V}_{i+1}(\mathbf{A}_{i+1}(p))^{-1}\mathbf{u}_{i+1}}. \tag{18}$$

Выполнив математические преобразования в соответствии с формулой (17), получим элементы обратной матрицы $(\mathbf{A}_0(p))^{-1}$, которые обозначим через $\mathbf{A}_{ij}(p)$:

$$\mathbf{A}_{11}(p)=\frac{\Delta_2(p)\,\Delta_3(p)\,(a_{22}+p)-}{Z(p)}\rightarrow$$
$$\rightarrow\frac{-\left[\Delta_3(p)\sum\limits_{i=3}^{6}a_{2i}\sum\limits_{k=3}^{4}a_{k2}m_{ik}(p)+\right.}{}\rightarrow$$
$$\rightarrow\frac{\left.+\Delta_2(p)\sum\limits_{i=7}^{10}a_{2i}\sum\limits_{k=7}^{8}a_{k2}m_{ik}(p)\right]}{};$$

$$\mathbf{A}_{12}(p)=-\frac{a_{12}\Delta_2(p)\,\Delta_3(p)}{Z(p)};$$

$$\mathbf{A}_{21}(p)=-\frac{a_{21}\Delta_2(p)\,\Delta_3(p)}{Z(p)};$$

$$\mathbf{A}_{22}(p)=\frac{\Delta_2(p)\,\Delta_3(p)\,(a_{11}+p)}{Z(p)};$$

$$A_{j1}(p)=\frac{a_{21}\Delta_3(p)}{Z(p)}\sum_{i=3}^{4}a_{i2}m_{ij}(p);$$
$$j=3\div6$$

$$A_{j1}(p)=\frac{a_{21}\Delta_2(p)}{Z(p)}\sum_{i=7}^{8}a_{i2}m_{ij}(p);$$
$$j=7\div10$$

$$A_{j2}(p)=\frac{\Delta_3(p)\,(a_{11}+p)}{Z(p)}\sum_{i=3}^{4}a_{i2}m_{ij}(p);$$
$$j=3\div6$$

$$A_{j2}(p)=-\frac{\Delta_2(p)\,(a_{11}+p)}{Z(p)}\sum_{i=7}^{8}a_{i2}m_{ij}(p);$$
$$j=7\div10$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$A_{1j}(p)=\frac{\Delta_3(p)\,a_{12}}{Z(p)}\sum_{i=3}^{6}a_{2i}m_{ij}(p);\quad j=3\div6$$

$$A_{1j}=\frac{\Delta_2(p)\,a_{12}}{Z(p)}\times\sum_{i=7}^{10}a_{2i}m_{ij}(p);\quad j=7\div10$$

$$A_{2j}(p)=-\frac{\Delta_3(p)\,(a_{11}+p)}{Z(p)}\sum_{i=3}^{6}a_{2i}m_{ij}(p);\quad j=3\div6$$

$$A_{2j}(p)=-\frac{\Delta_2(p)\,(a_{11}+p)}{Z(p)}\sum_{i=7}^{10}a_{2i}m_{ij}(p);\quad j=7\div10$$

$$A_{kj}(p)=\frac{1}{\Delta_2(p)}\times\left\{\frac{\Delta_3(p)\,(a_{11}+p)\left[\sum_{i=3}^{6}a_{2i}m_{ij}(p)\right]\times\left[\sum_{i=3}^{4}a_{i2}m_{ki}(p)\right]+m_{kj}(p)\,z(p)}{z(p)}\right\};\quad k=3\div6,\ j=3\div6$$

$$A_{kj}(p)=\left(\frac{a_{11}+p}{z(p)}\right)\left\{\sum_{i=7}^{10}[a_{2i}m_{ij}(p)]\times\left[\sum_{i=3}^{4}a_{i2}m_{ki}(p)\right]\right\};\quad k=3\div6,\ j=7\div10$$

$$A_{kj}(p)=\left(\frac{a_{11}+p}{z(p)}\right)\left\{\sum_{i=3}^{6}[a_{2i}m_{ij}(p)]\times\left[\sum_{i=7}^{8}a_{i2}m_{ki}(p)\right]\right\};\quad k=7\div10,\ j=3\div6$$

$$A_{kj}(p)=\frac{1}{\Delta_3(p)}\left\{\frac{\Delta_2(p)\,(a_{11}+p)\left[\sum_{i=7}^{10}a_{2i}m_{ij}(p)\right]\times\left[\sum_{i=7}^{8}a_{2i}m_{ki}(p)\right]+m_{kj}(p)\,z(p)}{z(p)}\right\},\quad k=7\div10,\ j=7\div10 \qquad (19)$$

где $Z(p)$ — определитель системы дифференциальных уравнений (7), вычисляемый по соотношению

$$Z(p)=\Delta_2(p)\,\Delta_3(p)\,[(a_{11}+p)(a_{22}+p)-a_{21}a_{12}]-\Delta_3(p)\,(a_{11}+p)\left[\sum_{i=3}^{6}a_{2i}\sum_{k=3}^{4}a_{k2}m_{kj}(p)\right]-$$

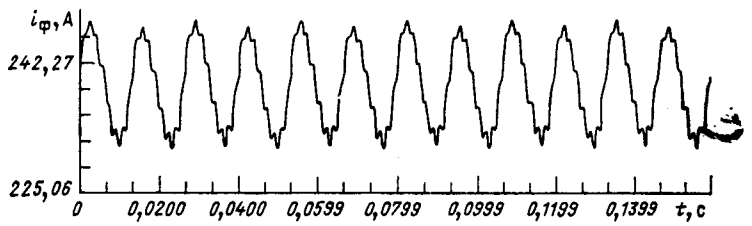


Рис. 3. Ток входной цепи

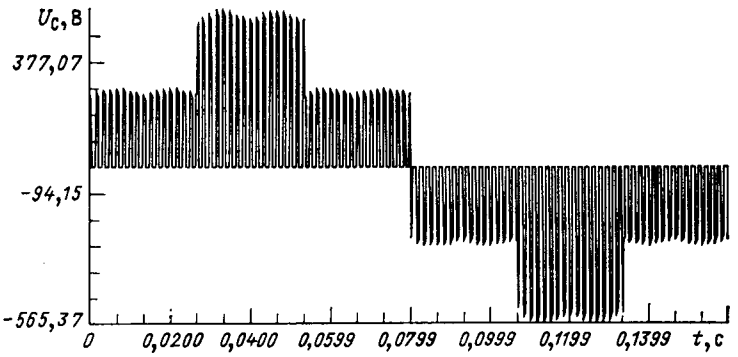


Рис. 4. Напряжение конденсатора фильтра

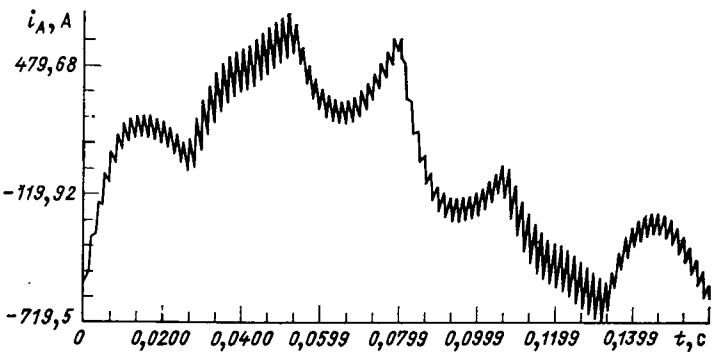


Рис. 5. Фазный ток асинхронного двигателя

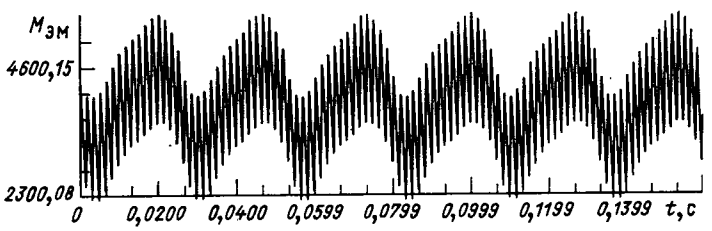


Рис. 6. Электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$-\Delta_2(p)\,(a_{11}+p)\left[\sum_{i=7}^{10}a_{2i}\sum_{k=7}^{8}a_{k2}m_{ki}(p)\right]. \qquad (20)$$

Определив элементы обратной матрицы и обозначив их через A_{ij}, можно отыскать изображения переменных:

$$\mathbf{X}_i(p)=\frac{\mathbf{A}_{i1}(p)\,\mathbf{B}_1\mathbf{Y}_1(p)}{pZ(p)}+\sum_{j=1}^{n}\frac{\mathbf{A}_{ij}(p)\,\mathbf{X}_i(0)}{Z(p)}. \qquad (21)$$

Для перехода от изображений к оригиналам вос-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

пользуемся формулой разложения [6]:

$$\mathbf{X}_i(t) = \frac{\mathbf{A}_{i1}(0)\,\mathbf{B}_1\mathbf{Y}_1(0)}{Z(0)} + \sum_{k=1}^{n}\left(\frac{\mathbf{A}_{i1}(p_k)\,\mathbf{B}_1\mathbf{Y}_1^{-}(p_k)}{p_k Z(p_k)} + \sum_{j=1}^{n}\frac{\mathbf{A}_{ij}(p_k)\,\mathbf{X}_j(0)}{Z(p_k)}\right)e^{p_k t}. \quad (22)$$

Разработанная математическая модель реализована на ЕС-1055. Результаты расчета электромагнитных процессов, протекающих в силовой цепи электропривода вагона метрополитена представлены на рис. 3—6.

Разработанная методика расчета электромагнитных процессов позволяет сократить время расчетов более чем в 3 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии / Перевод с английского. — М.:—Л.: Энергия, 1964.

2. **Ковач К. П., Рац И.** Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.:—Л.: Госэнергоиздат, 1963.

3. **Конев Ф. Б.** Моделирование вентильных преобразователей на вычислительных машинах. «Силовая преобразовательная техника». «Итоги науки и техники», М., ВИНИТИ, 1976.

4. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике. — М.: Наука, 1974.

5. **Березин И. С., Жидков Н. П.** Методы вычислений. Т. II. — М.: Изд-во ФМЛ, 1962.

6. **Теоретические** основы электротехники. Т. 1/Под редакцией П. А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976.

[18.12.85]

УДК 621.123:537.72

Клиновидный конденсатор для дисперсного анализа электропроводного порошка

ЗЕЛИКСОН Д. Л., МОТЫЛЬ Д. Н., ФИЛИМОНОВА Т. А.

НИИОГАЗ

Организация потоков дисперсных систем электрическими полями способствует интенсификации массообмена и обеспечивает высокую точность экспресс-анализа гранулометрического состава диспергированных материалов [1]. Псевдоожижение электропроводных порошков металлов, графита, сажи и феррита в электростатическом поле плоского конденсатора происходит за счет того, что каждая частица порошка, перезаряжаясь на электродах, совершает колебания. Электрический ток, перенесенный колеблющимися частицами, эквивалентен току утечки конденсатора и пропорционален массе внесенного порошка независимо от размера, формы и материала частиц, что позволяет определить массу порошка [2]. При наличии градиента электростатического поля колеблющиеся частицы разделяются в пространстве на монодисперсные фракции [3]. Простейшее устройство с постоянным градиентом поля представляет собой конденсатор, плоские электроды которого расположены под некоторым углом — клиновой конденсатор.

Конструктивная схема прибора для экспресс-анализа гранулометрического состава и сепарации частиц на монодисперсные фракции представлена на рис. 1, где плоские электроды *1*, *2* размером 100×60 мм^2 образуют угол α и закреплены в оправках *3*, *4*, нижняя из которых *4* выполнена в виде высоковольтного изолятора, а верхняя *3* — соединена с малоинерционным регистрирующим микроамперметром *5* постоянного тока или осциллографом. К электроду *2* подведено высокое напряжение (3—10 кВ) от источника *6*. Измерительный электрод *1* опирается на три шарнира с регулировочными винтами *7*, которые позволяют изменять среднее расстояние между электродами *1*, *2* в пределах 2—15 мм, фиксируемое плоскопараллельными концевыми мерами, а также угол клина — от 0,5 до 5°. Для внесения навески порошка измерительный электрод *1* выполнен легкосъемным, а в высоковольтном электроде *2* со стороны вершины клина выполнена выемка для размещения порошка.

Качественно процесс сепарации характеризуется тем, что колеблющиеся при подаче напряжения частицы двигаются по дуговым силовым линиям и под действием центробежной силы перемещаются к основанию клина. Время пребывания частиц в конденсаторе до вылета их через основание является функцией размера частиц, а электрический ток утечки конденсатора — функцией массы колеблющихся фракций, поэтому временна́я зависимость тока описывает интегральную функцию распределения частиц по размерам. Диапазон регистрируемых электрических токов составляет 0,1—10 мкА.

Отрезок траектории движения отдельной частицы между двумя перезарядками можно описать дифференциальным уравнением при следующих предположениях.

1. Частицы при соприкосновении с электродом приобретают предельный заряд, соответствующий местной напряженности поля в конденсаторе, так как постоянная времени перезарядки, обусловленная емкостью частиц и электрическим сопротивлением контакта с электродом, много меньше времени упругой деформации при ударе частицы об электрод.

2. Частицы движутся без взаимных соударений, и объемный заряд частиц в конденсаторе мало искажает электрическое поле, что обусловлено низкой концентрацией частиц в объеме конденсатора и всегда может быть достигнуто уменьшением массы порошка или увеличением площади электродов.

3. Гидравлическое сопротивление движению частиц в вязком газе подчинено закону Стокса для сферических тел, что обусловлено числом Рейнольдса, меньшим единицы, полученным в соответствии с численной оценкой,

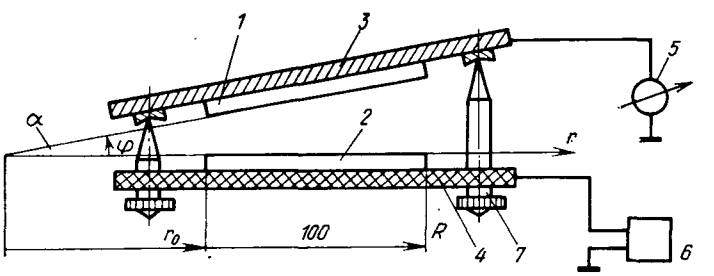


Рис. 1. Схема клинового конденсатора

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Тогда векторное уравнение движения инерционной частицы в вязкой среде под действием электрического поля имеет вид:

$$d^2\vec{r}/dt^2 + k_1 d\vec{r}/dt + k_2 = 0, \qquad (1)$$

а в полярных координатах (рис. 1) преобразуется в систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} &\ddot{r} + k_1\dot{r} - \dot{\varphi}^2 r = 0;\\ &r^3\ddot{\varphi} + \left(2\dot{r}r^2 + k_1 r^3\right)\dot{\varphi} - k_2 = 0,\end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где $k_1 = 1/\pi = 9\,\mu/2a^2\gamma$; $k_2 = 9U^2\varepsilon_0/\alpha^2 a^2\gamma$;

r, $\dot{r}$, $\ddot{r}$ — радиус и две его производные по времени; φ, $\dot{\varphi}$, $\ddot{\varphi}$ — угол и две его производные по времени; a, γ — радиус и плотность частиц; μ_0 — вязкость среды; U — напряжение на конденсаторе; ε_0 — электрическая проницаемость среды; τ — постоянная времени релаксации частиц.

Система дифференциальных нелинейных уравнений (2) второго порядка с переменными коэффициентами решена численно для двух видов начальных условий:

$$\left.\begin{aligned} &t = 0;\ r = r_0;\ \varphi = 0;\ \dot{r} = 0;\ \dot{\varphi} = 0;\\ &t = t_i;\ r = r_i;\ \varphi_i = \begin{cases}\alpha \text{ при } i = 2k+1;\\ 0 \text{ при } i = 2k,\end{cases}\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $k = 0, 1, 2, \ldots$, пока $r_i \leqslant R$ (рис. 1); t_i — время одного пролета, причем для упругого отскока частиц от электрода после перезарядки

$$\dot{r}_i = \dot{r}_{i+1};\ \dot{\varphi}_i = = \dot{\varphi}_{i+1}, \qquad (4)$$

а для неупругого удара (без отскока)

$$\dot{r}_i = 0;\ \dot{\varphi}_i = 0. \qquad (5)$$

Особенностью системы (2) при численном интегрировании является неявное задание конца отрезка интегрирования, а также сильная взаимосвязь переменных. Для решения (2) использована специальная модификация неявного устойчивого метода Кранка — Никольсона, в которой шаги интегрирования вычисляются по формуле

$$\zeta\,\|\partial f_i/\partial x_j\| + \varkappa^{-1}\|A\|\,\Delta\vec{x} + \vec{f}\,(\vec{x}) = \vec{\varphi}, \qquad (6)$$

где $\varkappa$ — шаг по времени; Δx — изменение переменных на шаге $\varkappa$; $\vec{f}$ — правые части дифференциальных уравнений (2); $\|A\|$ — единичная матрица; ξ — параметр сходимости.

Полученные результаты вычислений представлены графиками рис. 2, где по оси абсцисс отложены значения радиуса частиц единичной плотности ($\gamma = 10^3$), а по оси ординат — время вылета частицы из конденсатора с углом $\alpha = 2°$ и размерами электродов согласно рис. 1, где $r_0 = 0{,}3438$ м. Сплошные линии соответствуют решению (2) при условии (5), пунктирные кривые — условию (4) упругого отскока. Характер кривых (рис. 2) не зависит от напряжения питания, с уменьшением которого растут ординаты минимума функции времени вылета.

Численное интегрирование системы (2) показало, что

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= 10^3\cdot 2\dot{r}/r;\\ r &= \text{const}.\end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Последнее соотношение (7) справедливо с точностью 0,1 % за один пролет частицы, поэтому дифференциальные уравнения (2) могут быть интегрированы аналитически, считая коэффициенты постоянными и пренебрегая малым слагаемым во втором коэффициенте второго уравнения системы (2). Последнее интегрируется известным образом:

$$\dot{\varphi} = g\tau\,[1 - \exp(-t_i/\tau)]; \qquad (8)$$

$$\varphi = g\tau\,[t_i - \tau + \tau\exp(-t_i/\tau)]. \qquad (9)$$

Подставив (8) в первое уравнение системы (2), проинтегрируем его:

$$\dot{r} = \lambda\,[\tau - 2t_i\exp(-t_i/\tau) - \tau\exp(-2t_i/\tau)]; \qquad (10)$$

$$\delta = \lambda\tau\,[t_i - 2{,}5\tau + 2(t_i + \tau)\exp(-t_i/\tau) + (\tau/2)\exp(-2t_i/\tau)], \qquad (11)$$

где $g = k_2/r^3$; $\lambda = k_2^2\tau^2/r^5$; g — изменение радиуса за один пролет.

Приближенное решение (8) и (11) системы (2) не позволяет определить аналитически время вылета частиц, однако может быть использовано для предельных оценок кривых $T(a)$ (рис. 2). Из анализа уравнения (1) следует, что предельные переходы на левой ветви $T(a)$ соответствуют движению частицы с постоянной скоростью, так как время пролета $t_i \gg \tau$, а на правой ветви $t_i \ll \tau$, поэтому в минимуме $t_i = \tau$ для неупругого столкновения частицы с электродом и $T = \tau$ для движения с отскоком по условию (4), так как в последнем случае уравнение (1) непрерывно в интервале $R - r_0$ до вылета частицы.

Полагая, что для среднего радиуса

$$r\,(R - r_0)/2;\ t_i = \tau; \qquad (12)$$

при этом в уравнении (9) $\varphi = \alpha$, откуда можно найти размер частицы, соответствующей минимуму функции

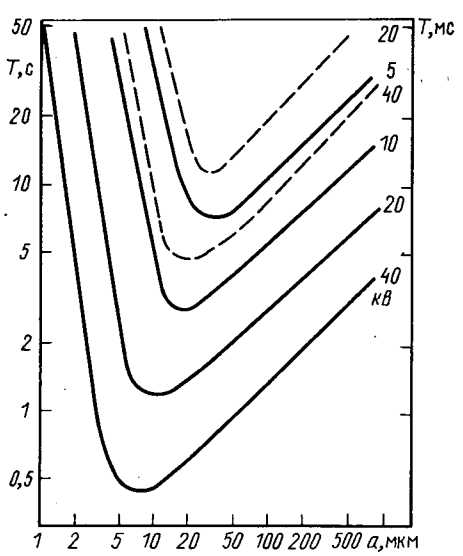


Рис. 2. Зависимость времени пребывания частиц в конденсаторе до вылета от размера частиц при указанных напряжениях на электродах со средним расстоянием между ними 13,5 мм, где правая ордината соответствует пунктирным кривым, а левая — сплошным

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$T(a)$:

$$a=\alpha(R+r_0)[18e\mu^2/(\varepsilon_0\gamma U^2)]^{1/3}, \qquad (13)$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Осредняя в (11) приращение радиуса за один пролет согласно (12), получаем

$$\delta=\xi\alpha^2(R-r_0)/4, \qquad (14)$$

где $\xi=8e+1-3e^2\approx0{,}579$,

тогда время вылета в минимуме $T(a)$ равно:

$$T=n\tau=8a^2\gamma(R-r_0)/[9\xi\mu\alpha^2(R+r_0)], \qquad (15)$$

где n — число пролетов частицы до вылета из конденсатора; $n=(R-r_0)/\delta$.

Формулы (13) и (15) определяют координаты минимума $T(a)$ при условии (5). При движении частиц согласно начальным условиям (4) абсцисса графика (рис.2) может быть найдена из (11) при $\delta=R-r_0$, $t_i=\tau=T$. Достоверность предположения (12) следует из совпадения численных оценок по формулам (13) и (15) с результатами численного интегрирования системы (2). Предельные оценки ветвей кривой $T(a)$ вдали от минимума дают зависимость $T\sim a^{-4}$ для левой ветви и $T\sim a$ — для правой.

Экспериментальная проверка зависимости времени вылета частицы от размера в значительном диапазоне размеров представляет определенные трудности, так как результаты, полученные различными методами определения гранулометрического состава в электрическом, гравитационном или центробежном полях, для несферических частиц не совпадают [1]. Поэтому для оценки адекватности аналитической зависимости экспериментальным данным использованы стальные калиброванные шарики всего пяти различных радиусов: 0,340; 0,425; 0,500; 0,786; 0,795 мм, отобранные с помощью инструментального микроскопа с погрешностью ±5 мкм. Помещенные в выемку электрода у вершины клинового конденсатора шарики одинакового размера колеблются при подаче напряжения на электрод. Так как фракция этих шариков монодисперсная, то они одновременно перемещаются от вершины к основанию клина до удаления из конденсатора, что регистрирует осциллограмма тока.

Сопоставление измеренных времен вылета каждой из пяти фракций с вычисленными значениями — левая ордината графика рис.. 2, соответствующая граничному условию (4) упругого отскока — показывает их совпадение со случайным среднеквадратическим отклонением 10 % от измеренного значения и систематическим превышением экспериментального времени вылета на 2 %. Систематическая составляющая погрешности обусловлена, по-видимому, неполным восстановлением скорости при отскоке шарика от электрода за счет пластической деформации микронеровностей электрода ($r_i\neq r_{i+1}$) или отклонение угла отражения шарика $\varphi_i\neq-\varphi_{i+1}$, так как шлифованные электроды не подвергались последующей полировке. Чистота же поверхностей шариков была предельно высокой. В случайную погрешность значительный вклад вносит погрешность осциллографа.

Семейство кривых рис. 2 определяет технические возможности разработанного прибора. Ветви кривой могут быть использованы для градуировки прибора, причем левая ветвь для диапазона измерений до 30 мкм, а правая ветвь—свыше 10 мкм. При этом последняя обеспечивает линейность прибора, а первая — высокую разрешающую способность по размерам. Перекрытие диапазонов грубых и тонких фракций получено исходя из того, что положение минимума функции $T(a)$ согласно формуле (13) может быть изменено выбором геометрии конденсатора и напряженности электрического поля.

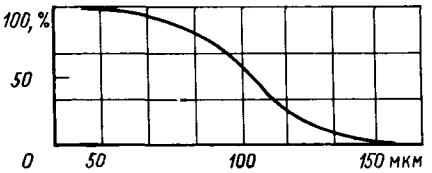


Рис. 3. Интегральная функция распределения по размерам частиц порошка меди

Вариация координат минимума в зависимости от α, r_0, R, U позволяет реализовать еще одну техническую возможность прибора — выделение монодисперсных фракций при подаче на клиновой конденсатор униполярных импульсов напряжения прямоугольной формы регулируемой длительности. Когда длительность действия напряжения равна времени вылета, соответствующего ординате минимума функции $T(a)$ при фиксированной амплитуде напряжения U_1, то конденсатор покинут частицы a_1 монодисперсной фракции, соответствующей абсциссе минимума (рис. 2) при заданных α, r_0, R. Необходимая длительность импульса определяется по моменту уменьшения тока утечки конденсатора.

Пороговая схема обеспечивает отключение источника высокого напряжения при уменьшении тока. Измерив средний размер удаленной из конденсатора фракции a_1 любым известным способом (например, седиментацией) можно выделить любую следующую монодисперсную фракцию заданного размера a_2, изменив амплитуду напряжения U_2 и среднее расстояние между электродами $h_2=\alpha r$ согласно соотношению, полученному из (13):

$$(U_2/U_1)^2=(a_1h_2/a_2h_1)^3. \qquad (16)$$

Дальнейшая вариация параметров h и U позволяет выделить ряд монодисперсных фракций относительно первоначально калиброванных частиц a_1, тем самым сопоставив результат сепарации с известной методикой определения гранулометрического состава даже для несферических частиц. Полученные монодисперсные фракции определенного порошка использованы для градуировки прибора, функционирующего в режиме измерения дисперсного состава при фиксированном значении h и постоянном U — таком, что абсцисса минимума функции $T(a)$ сдвинута относительно размеров первоначально выделенных фракций. Тогда градуировка практически сводится к тому, чтобы регистрировать время вылета пороговой схемой полученных монодисперсных фракций на правой или левой ветви с последующей интерполяцией согласно графикам рис. 2.

Таким образом, для полной градуировки прибора достаточно выделить и калибровать с помощью седиментометра или микроскопа одну монодисперсную фракцию.

На рис. 3 приведена обработанная осциллограмма тока утечки, соответствующая интегральной функции распределения по размерам частиц порошка меди. По ординате отложено содержание (в процентах) массы

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Сообщения

УДК 621.316.925:621.313.322.013.8.004.1

Резервная защита генератора с системой параллельного самовозбуждения

КОСТЕЛЯНЕЦ В. С., канд. техн. наук,
КАЧУРИНА Е. М., инж.

Системы параллельного тиристорного самовозбуждения используются как для генераторов средней мощности, так и для сверхмощных турбо- и гидрогенераторов. Они применены, в частности, для четырех агрегатов Саяно-Шушенской ГЭС. Проектирование резервных защит генераторов с такими возбудителями вызывает определенные трудности в связи с интенсивным затуханием токов статора при достаточно близких внешних к. з. Рекомендуемые в [1] традиционная максимальная токовая защита с минимальным пусковым напряжением или одноступенчатая дистанционная защита, действующие на отключение с выдержкой времени 2—8 с, при таких повреждениях могут отказывать. Резервная дифференциальная защита [2] блоков генератор — трансформатор гарантирует эффективное резервирование основных защит при к. з. в генераторе или трансформаторе, однако она не всегда имеется на действующих электростанциях и нет рекомендаций по ее установке на блоках с генераторами, имеющими косвенное охлаждение обмоток статора, т. е. на большинстве блоков с гидрогенераторами. Предложенная в [3] специальная резервная защита, разработанная во ВНИИ-электромашиностроения, не нашла широкого применения, в частности, из-за трудностей ее согласования с защитами линий вследствие отсутствия у нее фиксированной выдержки времени.

В данной работе предложена резервная быстродействующая двухступенчатая защита с использованием блок — реле сопротивления типов БРЭ 2801 или КРС-2 для защиты от внешних симметричных к. з. генераторов с системами параллельного самовозбуждения.

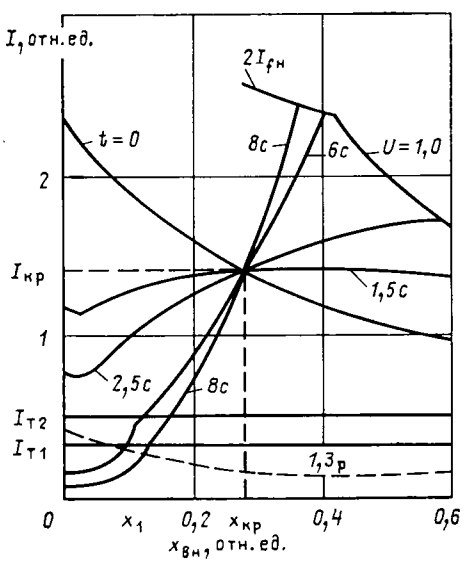


Рис. 1. Расчетные кривые токов к.з.

На рис. 1 приведены рассчитанные в соответствии с предложенным в [4] методом кривые токов к. з. для принятого в качестве примера гидрогенератора Саяно-Шушенской ГЭС, оснащенного системой параллельного самовозбуждения. Токи к. з. определялись в зависимости от внешнего сопротивления генератора $x_{вн}$ для расчета уставок защиты, действующей с достаточно большой выдержкой времени, поэтому в уравнениях синхронной машины [5] не учитывались быстропереходные процессы и активные сопротивления в статоре, демпферные контуры, насыщение стали. Как и в других общепринятых методах расчета токов к. з. для выбора релейной защиты [6], не учитывалось уравнение движения генератора, а его активная мощность принималась равной нулю. Потолок форсировки по напряжению возбуждения принимался равным трем. Учитывался срыв работы системы управления тиристорами при уменьшении напряжения на зажимах генератора ниже 0,05 $U_н$ в процессе затухания токов при близких к. з. При таких к.з. значения токов генератора, приведенные на рис. 1, оказались недостаточными для обеспечения действия резервных защит, рекомендованных в [1].

В Ленинградском отделении института Гидропроект предложено защиту от внешних симметричных к. з. генераторов с системами параллельного самовозбуждения выполнять двухступенчатой на дистанционном принципе[1] с использованием двух омметров из комплектов БРЭ 2801 или КРС-2. Введение дополнительной быстродействующей ступени с малой областью действия обеспечивает отключение быстрозатухающих токов при близких авариях, что особенно актуально при отсутствии резервной защиты трансформатора или блока.

Реле сопротивления этой защиты присоединены к трансформаторам тока генератора, образующим разность в фазах A и B и к трансформатору линейного напряжения U_{AB}.

Характеристика срабатывания (в форме эллипса) основной (второй по времени действия) ступени защиты в комплексной плоскости сопротивлений, выбранная из условия отстройки от действия форсировки возбуждения в исходном режиме генератора с номинальной активной мощностью и его длительных эксплуатационных режимов, приведена на рис. 2. В качестве базисных выбраны номинальные значения мощности в напряжения генератора. Угол максимальной чувствительности принят равным 80°, смещение в III квадрант — 18 %' эллиптичность — 0,5.

Сопротивление нагрузки в режиме форсировки возбуждения генератора с напряжением на его зажимах, равным 0,95 $U_н$, и током I составляет (в о. е.)

$$z_ф = \frac{0,95}{I}.$$

Величина I с допустимой для инженерных расчетов погрешностью может быть определена с учетом насыщения основной магнитной цепи генератора [5] путем решения уравнений

$$E_\delta/\eta + x_{ad}I = E_f;$$
$$E_\delta = 0,95 + x_s I,$$

[1] В разработке принципов выполнения защиты принимала участие инж. Г. Я. Беньковская.

порошка, частицы которого колеблются в клиновом конденсаторе до времени вылета; на оси абсцисс приведены размеры частиц, полученные после градуировки. При сличении дисперсного состава порошка меди, измеренного жидкостной седиментацией, среднеквадратическое отклонение функции рис. 3 составляет 30 %. Такая погрешность вполне удовлетворяет требованиям техники измерения гранулометрического состава порошка. Габариты прибора 80×90×180 мм, масса 1,6 кг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мяздриков О. А.** Электродинамическое псевдоожижение дисперсных систем. — Л.: Химия, 1981, 160 с.

2. **Взвесь** порошка в электростатическом конденсаторе/ Н. Г. Булгакова, Д. Л. Зеликсон, И. К. Решидов, Т. А. Филимонова. — Электричество, 1984, № 1, с. 60—62.

3. **А. с. 922590 (СССР).** Спектрометр аэрозоля. Зеликсон Д. Л. Опубл. в Б. И., 1982, № 15.

[04.06.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

где E_δ — э. д. с. в воздушном зазоре генератора; E_f — э. д. с., индуктируемая в статоре двойным номинальным током возбуждения и численно равная (в о.. е.) отношению этого тока к току возбуждения в режиме холостого хода генератора; x_s, x_{ad} — индуктивные сопротивления рассеяния статора и его взаимоиндукции по оси d ротора; $\eta = \mathrm{tg}\,\alpha_2/\mathrm{tg}\,\alpha_1$ — коэффициент, характеризующий уменьшение тангенса угла наклона прямой, проведенной из начала координат к точку характеристики с ординатой E_δ, и равный 1 на начальном участке спрямленной в начале координат характеристики холостого хода (рис. 3).

Погрешность расчета величин I и $z_ф$ без учета насыщения основной магнитной цепи генератора может превышать 50 %, приводя к соответствующему уменьшению области действия основной ступени защиты.

Значение коэффициента мощности в режиме форсировки возбуждения генератора может быть получено из условия равенства активной мощности в этом и номинальном режимах в виде

$$\cos\varphi_ф = \frac{\cos\varphi_н}{0{,}95 I_ф}.$$

Сопротивление срабатывания z_2, рассчитанное из условия отстройки защиты от действия в режиме форсировки возбуждения, составляет (в о. е.).

$$z_2 = \frac{z_ф}{k_э k_в k_н \cos(\varphi_{м.ч} - \varphi_ф)},$$

где $k_э = 0{,}5$ — коэффициент эллиптичности; $k_в = 1{,}05$ — коэффициент возврата; $k_н = 1{,}2$ — коэффициент надежности.

Режим форсировки возбуждения ограничивает дальнее резервирование. Характеристика защиты с сопротивлением срабатывания z_2 отстроена от указанных на рис. 2 сопротивления z_Q и $z_л$, соответствующих режимам длительной выдачи генератором максимальной реактивной мощности и ложной форсировки возбуждения, вызванной неисправностью его автоматического регулятора. В последнем из названных режимов активная мощность генератора и напряжение на шинах высшего напряжения станции принимались равными 1,0 о. е., значение тока возбуждения — двойному номинальному, а значения напряжения и тока статора для генератора Саяно-Шушенской ГЭС составили соответственно 1,14 $U_н$ и 1,3 $I_н$.

Традиционная максимальная токовая защита с током срабатывания (1,3—1,5) $I_н$ и напряжением срабатывания (0,5—0,6) $U_н$ имеет область действия с сопротивлением, как правило, не превышающим 0,4 о. е. Сопротивление z_2 предложенной защиты равно (0,6—0,85) о. е. и обеспечивает ее срабатывание в режимах удаленных к. з. при напряжении на зажимах генератора 0,95 $U_н$ и токах статора (1,3—1,5) $I_н$.

Выдержка времени основной ступени принимается на ступень селективности большей по сравнению с наибольшей выдержкой времени резервных защит линий. При такой выдержке времени интенсивно затухающие токи статора в области относительно малых значений $x_{вн}$ оказываются, как правило, существенно меньше тока $I_{т2}$ точной работы реле (см., например, рис. 1).

Для обеспечения отключения аварий при таких значениях $x_{вн}$ предложено ввести дополнительную быстродействующую (первую) ступень с круговой характеристикой, смещенной, как показано на рис. 2, в III квадрант на 20 %. Ее выдержка времени принимается на ступень селективности большей по сравнению с выдержкой времени основных защит блока генератор — трансформатор, и обеспечиваются достаточные коэффициенты чувствительности по току по отношению к току точной работы реле.

Значение сопротивления срабатывания этой ступени целесообразно выбирать соответствующим 0,85 значения индуктивного сопротивления силового трансформатора $x_т$, отстраивая таким образом защиту от действия при к. з. в других блоках генератор-трансформатор, на шинах станции и ЛЭП. При таком выборе сопротивления срабатывания необходимо проверять действие второй ступени на границе с первой. В соответствии с [7] учитывалось, что по мере удаления от границы области срабатывания к ее центру ток срабатывания $I_р$ направленных реле сопротивления КРС-2, использованных в защитах блоков генератор-трансформатор Саяно-Шушенской ГЭС, уменьшался до 0,2 $I_т$ в соответствии с выражением

$$I_р = \frac{0{,}2 I_т}{1 - k}, \qquad (1)$$

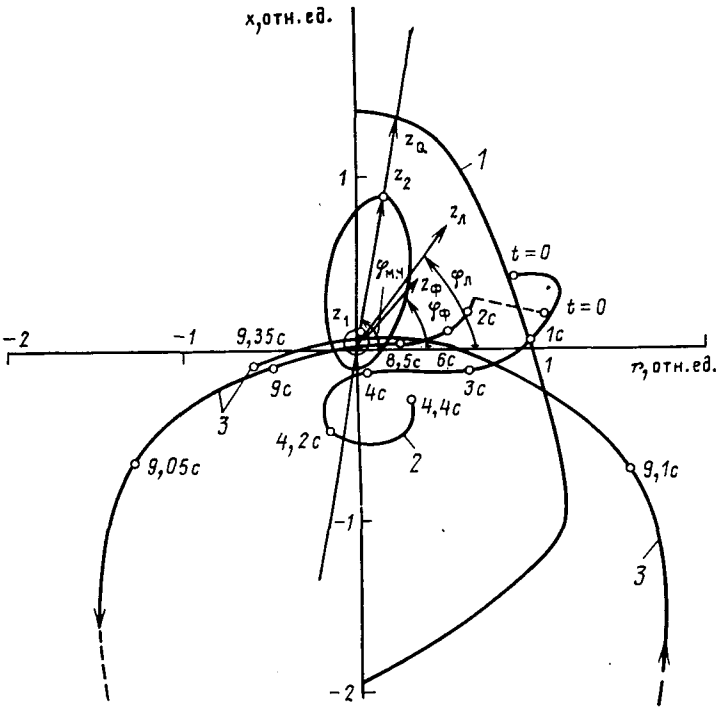


Рис. 2. Характеристики срабатывания защиты, граничная кривая длительных эксплуатационных режимов генератора (*1*) и годографы его сопротивления в асинхронных режимах (*2*, *3*)

где $k = \frac{|2z - z_I + z_{III}|}{z_I + z_{III}}$; z — сопротивление на зажимах реле по линии максимальной чувствительности; z_I, z_{III} — сопротивления срабатывания реле в I и III квадрантах плоскости z, измеряемые по линии максимальной чувствительности и соответствующие расстоянию от начала координат до граничной кривой области действия реле (рис. 2).

Многократные экспериментальные проверки реле, используемых в комплектах КРС-2, показали, что опытные значения $I_р$ существенно меньше определенных по выражению (1).

Коэффициент чувствительности по отношению к значению $I_р$, определенному по выражению (1), для токов, обеспечивающих срабатывание второй ступени защиты на границе с первой, принимался равным 1,3.

В результате сравнения этих токов, например, для генератора Саяно-Шушенской ГЭС с показанной пунктиром на рис. 1 кривой 1, 3 $I_р$ получено, что при $x_1 = 0{,}85\,x_т$ ток статора оказался больше значения 1,3 $I_р$ при выдержке времени второй ступени, не превышающей 6 с. Если при $x_{вн} = 0{,}85\,x_т$ токи генератора при требуемой выдержке времени срабатывания второй ступени оказываются меньше значения 1,3 $I_р$, ее действие может быть обеспечено за счет увеличения сопротивления срабатывания первой ступени, например, до значения 0,8 индуктивного сопротивления наиболее короткой из линий, отходящих от станции. В этом случае должны быть согласованы выдержки времени первых ступеней дистанционных защит линий и предлагаемой защиты и выполнена для ее первой ступени проверка коэффициентов чувствительности по току. Если согласование выдержек времени оказывается невозможным, может быть рассмотрен вариант трехступенчатой защиты с использованием третьего реле сопротивления, входящего в комплекс блок-реле указанных типов.

Анализ результатов расчетов токов к. з. различных генераторов показал, что при трехфазных к. з. на ЛЭП наличие любой реальной связи генераторов с энергосистемой влияет на токи таким образом, что они всегда превышают значение $I_{т2}$.

Повышение надежности действия второй ступени предлагаемой защиты может быть обеспечено включением дополнительного реле, контролирующего напряжение на зажимах генератора и срабатывающего при уменьшении этого напряжения ниже уставки, равной $x_{кр} I_{кр}$ (рис. 1), а также осуществляющего удерживание реле времени второй ступени. В этом слу-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

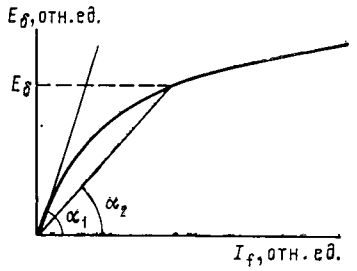


Рис. 3. Характеристика холостого хода генератора

чае всегда можно сопротивление первой ступени защиты выбирать равным 0,85 $x_т$, считая допустимым уменьшение токов к. з. в области действия второй ступени ниже значения $I_{т2}$. Применение такого способа повышения надежности действия защиты не потребуется, если будут разработаны и использованы при ее выполнении реле сопротивления, у которых значения токов точной работы в несколько раз меньше, чем у реле, входящих в комплекты БРЭ 2801 и КРС-2.

В некоторых случаях действие защиты можно направить на отключение секционного выключателя, а затем с выдержкой времени, равной ступени селективности, на отключение генератора. Предварительное разделение схемы выдачи мощности станции по направлениям может предотвратить отключение всех ее агрегатов при аварии.

Для оценки селективности действия защиты на ЦВМ были выполнены расчеты годографов сопротивления, измеряемого на зажимах генератора, в асинхронных режимах и в режимах синхронных качаний. Учитывались уравнение движения ротора генератора, его демпферные контуры, односторонняя проводимость вентильного возбудителя при проворотах ротора в асинхронных режимах генератора, потерявшего возбуждение, и подключение в этих режимах параллельно обмотке возбуждения защитного сопротивления десятикратного значения по отношению к ее активному сопротивлению при изменении полярности тока возбуждения.

На рис. 2 приведена кривая *2* изменения положения конца вектора сопротивления генератора при возникновении асинхронного режима в результате потери возбуждения в исходном режиме с номинальной мощностью. Было принято, что на электростанции, присоединенной к энергосистеме линией с индуктивным сопротивлением, равным 0,3 о. е., включен в работу один генератор. Годограф сопротивления не проходит через области срабатывания защиты. В случае работы на электростанции нескольких генераторов и потере возбуждения одним из них этот годограф в промежутке времени, соизмеримом с временем действия защиты, оказался еще более смещенным в нижнюю полуплоскость сопротивлений. Напряжение на шинах высшего напряжения станции в этом случае поддерживалось соизмеримым с номинальным значением в результате действия регуляторов возбуждения генераторов с исправными возбудителями.

Исследуемый годограф может пересекать области действия защиты в асинхронных режимах возбужденного генератора. Она воспринимает положение электрического центра энергосистемы, в котором в процессе проворота ротора возбужденного генератора напряжение может достигать нулевого значения, как точку трехфазного к. з. Электрический центр в таких режимах расположен, как правило, на ЛЭП, т. е. в области действия второй ступени рассматриваемой защиты, однако, выдержка времени срабатывания этой ступени оказывается значительно большей времени прохождения конца вектора сопротивления генератора через эту область. На рис. 2 кривой *3* изображен годограф в асинхронном режиме, в котором электрический центр находится в трансформаторе, т. е. в области срабатывания первой быстродействующей ступени с выдержкой времени, отстроенной от времени действия основных защит блока генератор-трансформатор и, как правило, соизмеримой с 0,5 с. Асинхронный режим генератора с номинальной активной мощностью возник в результате нарушения устойчивости, вызванного внезапным уменьшением до 0,8 номинального значения напряжения в энергосистеме, расположенной за линией с индуктивным сопротивлением, равным 0,3 о. е. Этот режим характеризовался меньшим значением скольжения на первом провороте ротора, чем асинхронные режимы, возникающие, например, в результате нарушения динамической устойчивости после затянувшихся к. з., однако, время прохождения конца вектора сопротивления через область действия первой ступени не превысило 0,15 с и поэтому так же, как и в случае расположения электрического центра внутри характеристики срабатывания второй ступени, защита оказалась отстроенной от действия в этих режимах.

В результате анализа рассчитанных на ЦВМ переходных процессов генератора, возникающих после отключения к. з. в энергосистеме, установлено, что годограф сопротивления генератора в процессе синхронных качаний ротора находился в области действия второй ступени в течение времени, не превышающего 1,0 с, не достигая при этом граничной кривой области первой ступени. Приближение годографа к этой граничной кривой свидетельствовало о нарушении устойчивости синхронной работы генератора и возникновении асинхронного режима. Так, например, в точке первого пересечения кривой *3* с характеристикой срабатывания первой ступени угол между векторами э. д. с. генератора и энергосистемы составил 175°, т. е. имел такое значение, после которого синхронный режим генератора, не мог быть восстановлен без его разгрузки.

Выводы. 1. Устройство двухступенчатой дистанционной защиты с использованием блок-реле сопротивлений типов БРЭ 2801 и КРС-2 позволяет обеспечить быстродействие и надежность защиты генератора с системой параллельного самовозбуждения от внешних симметричных к. з. и увеличить область дальнего резервирования по сравнению с областью, обеспечиваемой традиционной максимальной токовой защитой.

2. Предложенная защита при отсутствии резервной дифференциальной защиты может быть рекомендована в качестве резервной от внешних симметричных к. з. для генераторов с системами параллельного самовозбуждения.

3. Защита отстроена от действия в асинхронных режимах и режимах синхронных качаний, и поэтому применение устройства блокировки от качаний не требуется.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Правила** устройства электроустановок. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

2. **Об изменении** требований главы III-2 «Релейная защита» «Правила устройства электроустановок» (М.: Энергоатомиздат, 1985). Решение Главтехуправления по эксплуатации Минэнерго СССР, № Э-1/85. — М.: Минэнерго-Союзтехэнерго, 1985.

3. **Савченко Е. В.** Резервная защита синхронных генераторов с параллельным вентильным самовозбуждением. — Электрические станции, 1974, № 5.

4. **Костелянец В. С., Беньковская Г. Я., Качурина Е. М.** Оценка погрешности расчета токов к.з. генератора с системой самовозбуждения. — Электрические станции, 1981, № 6.

5. **Горев А. А.** Переходные процессы синхронной машины — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1950.

6. **Ульянов С. А.** Электромагнитные переходные процессы — М.: Энергия, 1970.

7. **Федосеев А. М.** Основы релейной защиты. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.

[27.05.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.313.322.045.001.3

Совмещенные обмотки якоря синхронной машины с возбуждением от третьей гармонической магнитного поля

ПОПОВ В. И., канд. техн. наук

Горьковский политехнический институт

Электрические машины совмещенного типа с двумя разнополюсными рабочими магнитными полями в общем магнитопроводе находят все более широкое применение благодаря высокой эффективности [1—2]. К таким совмещенным машинам относятся и синхронные с возбуждением от высших гармонических магнитного поля.

Системы возбуждения синхронных машин с использованием энергии третьей гармонической поля обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с традиционными системами возбуждения [3—4]: отличаются более простой конструктивной схемой и обеспечивают эффект саморегулирования, так как третья гармоническая поля возрастает с ростом нагрузки якоря.

Такие системы реализованы в разработанной в СССР новой общесоюзной серии ОС синхронных генераторов мощностью до 100 кВт ($f=50$ Гц, $n=1500$ об/мин). Самовозбуждаемые генераторы серии ОС имеют на статоре две независимые трехфазные обмотки — основная с полюсностью $p_1=2$ работает на нагрузку, а дополнительная с утроенной полюсностью $p_2=3p_1=6$ подключается через блок регулирования возбуждения с вентилями к контактным кольцам явнополюсного ротора [4], на котором расположена демпферная обмотка.

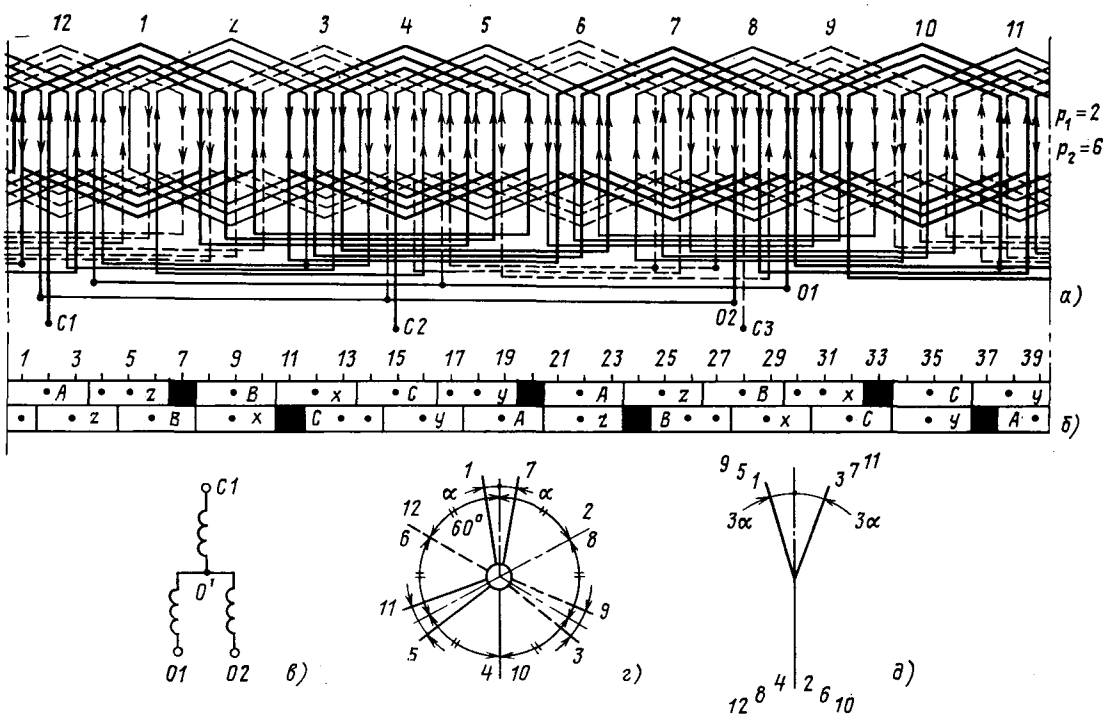
Наличие двух обмоток на якоре, из которых дополнительная занимает до 25 % площади паза, усложняет конструкцию и изготовление, снижает степень использования активных материалов и эксплуатационную надежность машин серии ОС. Для таких машин целесообразна разработка электрически совмещенных обмоток [5—11], заменяющих раздельные основную и дополнительную обмотки на якоре.

В статье исследуются совмещенные трехфазно-однофазные обмотки, выполненные с дробным числом пазов на полюс и фазу и предназначенные для якоря синхронных машин серии ОС 5-го габарита, для которых число пазов на статоре равно $z_1=39$ [6—9].

Совмещенная якорная обмотка (см. рисунок) соединена две параллельные трехфазные звезды и имеет ($m_1=3$)-фазные зажимы *C1*, *C2*, *C3* для полюсности p_1, а выводы от нулевых точек звезд образуют два дополнительных зажима *01—02* для полюсности $p_2=3p_1$, причем разнополюсные зажимы должны быть электромагнитно независимыми. Обмотка выполнена в $z_1=39$ пазах ($2m_1=6$)-зонной и для полюсности $p_1=2$ имеет число пазов на полюс и фазу $q_1=z_1/2p_1m_1=13/4$, содержит $2p_1m_1=12$ катушечных групп (с номерами от 1 до 12) с тремя раздельными концентрическими катушками в каждой с шагами по пазам $y_п=10-2(c-1)=10$, 8, 6 для групп с номерами 2, 6, 10 и с $y_п=9-2(c-1)=9$, 7, 5 для остальных групп, где $c=1\div3$ — номер катушки в катушечной группе (рисунок, *а*).

В фазе *C1* (рисунок, *в*) соединены последовательно средние катушки групп 1, 4, 7 с наружной и средней катушками группы 10 (катушки четных групп включены встречно относительно нечетных) в ветвь *C1—0'*, начало которой образует зажим фазы *C1* для полюсности $p_1=2$, а ее конец подключен к началам двух параллельных ветвей *0'—01* и *0'—02*, в одну из которых включены наружные, а в другую — внутренние катушки групп фазы. Фазы *C2* и *C3* соединены аналогичным образом, и номера их групп чередуются относительно групп фазы *C1* с интервалом в четыре и восемь групп. Для такой обмотки [7—8] наружные катушки групп 4, 8, 12 расположены в пазах однослойно, а все остальные катушки — двухслойно, и при одинаковом числе витков w_k во всех катушках пазы с номерами $i=7$, 11, 20, 24, 33, 37 (рисунок, *б*) заполнены наполовину; в других вариантах обмотки [9] все пазы заполняются одинаково.

По чередованию фазных зон для полюсности $p_1=2$ (рисунок, *б*); зоны *A*, *Z*, *B*, *X*, *C*, *Y*) составлены структурные матрицы [10] (1) и (2) для верхнего и нижнего слоев обмотки, где принято $w_k=1$; строкам слева приписаны номера пазов ($i=1\div39$), а столбцам сверху — обозначения фазных зон ($k=1\div6$). На рисунке, *б* зачерненными квадратами показаны пазы ($i=7$, 11, 20, 24, 33, 37), заполненные обмоткой наполовину, а точками отмечены пазы, катушки которых включены в неразветвленную цепь *C—0'* (см. рисунок, *в*):



Развернутая схема совмещенной трехфазно-однофазной обмотки якоря при $z_1=39$ (*а*); чередование фазных зон для полюсности $p_1=2$ (*б*); упрощенная схема соединений фазы (*в*); диаграммы сдвига осей катушечных групп для полюсности $p_1=2$ (*г*) и $p_1=6$ (*д*)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$[C_{\text{в}}^{(1)}] = \begin{array}{c|cccccc|}
 & A & Z & B & X & C & Y \\
\hline
1 & 1 & & & & & \\
2 & 1 & & & & & \\
3 & 1 & & & & & \\
4 & & 1 & & & & \\
5 & & 1 & & & & \\
6 & & 1 & & & & \\
7 & & & & & & \\
8 & & & 1 & & & \\
9 & & & 1 & & & \\
10 & & & 1 & & & \\
11 & & & & 1 & & \\
12 & & & & 1 & & \\
13 & & & & 1 & & \\
14 & & & & & 1 & \\
15 & & & & & 1 & \\
16 & & & & & 1 & \\
17 & & & & & & 1 \\
18 & & & & & & 1 \\
19 & & & & & & 1 \\
20 & & & & & & \\
21 & 1 & & & & & \\
22 & 1 & & & & & \\
23 & 1 & & & & & \\
24 & & 1 & & & & \\
25 & & 1 & & & & \\
26 & & 1 & & & & \\
27 & & & 1 & & & \\
28 & & & 1 & & & \\
29 & & & 1 & & & \\
30 & & & & 1 & & \\
31 & & & & 1 & & \\
32 & & & & 1 & & \\
33 & & & & & & \\
34 & & & & & 1 & \\
35 & & & & & 1 & \\
36 & & & & & 1 & \\
37 & & & & & & 1 \\
38 & & & & & & 1 \\
39 & & & & & & 1
\end{array}; \quad (1)$$

$$[C_{\text{н}}^{(1)}] = \begin{array}{c|cccccc|}
 & A & Z & B & X & C & Y \\
\hline
1 & 1 & & & & & \\
2 & & 1 & & & & \\
3 & & 1 & & & & \\
4 & & 1 & & & & \\
5 & & & 1 & & & \\
6 & & & 1 & & & \\
7 & & & 1 & & & \\
8 & & & & 1 & & \\
9 & & & & 1 & & \\
10 & & & & 1 & & \\
11 & & & & & & \\
12 & & & & & 1 & \\
13 & & & & & 1 & \\
14 & & & & & 1 & \\
15 & & & & & & 1 \\
16 & & & & & & 1 \\
17 & & & & & & 1 \\
18 & 1 & & & & & \\
19 & 1 & & & & & \\
20 & 1 & & & & & \\
21 & & 1 & & & & \\
22 & & 1 & & & & \\
23 & & 1 & & & & \\
24 & & & & & & \\
25 & & & 1 & & & \\
26 & & & 1 & & & \\
27 & & & 1 & & & \\
28 & & & & 1 & & \\
29 & & & & 1 & & \\
30 & & & & 1 & & \\
31 & & & & & 1 & \\
32 & & & & & 1 & \\
33 & & & & & 1 & \\
34 & & & & & & 1 \\
35 & & & & & & 1 \\
36 & & & & & & 1 \\
37 & & & & & & \\
38 & 1 & & & & & \\
39 & 1 & & & & &
\end{array}. \quad (2)$$

Исследуем э. д. с. основной гармонической обмотки матричным методом для каждой полюсности по выражениям [10]:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{E}_{\text{ф}k} = |\dot{E}_{\text{ф}k}|\, e^{j\varphi_k} = [C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}} \times [\dot{e}_z]; \quad k_{\text{об}k} = |\dot{E}_{\text{ф}k}|/N_k; \\
&|\dot{E}_{\text{фк}}| = \sqrt{\left([C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}} \times [e_z']\right)^2 + \left([C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}} \times [e_z'']\right)^2}; \\
&\operatorname{tg} \varphi_k = \left([C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}} \times [e_z'']\right) / \left([C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}} \times [e_z']\right],
\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

где $\dot{E}_{\text{ф}k}$, $|\dot{E}_{\text{ф}k}|$, $k_{\text{об}\,k}$ — вектор э. д. с. фазы k, его модуль и обмоточный коэффициент фазы k; φ_k — угол наклона вектора $\dot{E}_{\text{ф}k}$ к горизонтальной положительной оси, совпадающей с осью первого ($i = 1$) паза; $[C_{\text{ф}}]_k = [C]_k - [C]_{k+m}$ и $[C_{\text{ф}}]_k^{\text{т}}$ — структурная матрица обмотки для фазы k и ее транспонированная матрица;

$$[\dot{e}_z] = [e_z'] + j[e_z''] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ i \\ \vdots \\ z \end{array} \begin{bmatrix} \cos 0 & \sin\gamma \\ \cos\gamma & \sin\gamma \\ \cos 2\gamma & \sin 2\gamma \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ \cos(i-1)\gamma & \sin(i-1)\gamma \\ \cdots\cdots & \cdots\cdots \\ \cos(z-1)\gamma & \sin(z-1)\gamma \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \quad (4)$$

— матрица векторов единичных пазов э. д. с. с углом сдвига $\gamma = 2p\pi/z$ для основной гармонической; $N_k = \sum_1^z |w_{ik}|$ — число проводников фазы k, равное сумме по модулям элементов матрицы $[C_{\text{ф}}]_k$.

Выделяя из (1) и (2) матрицы $[C_{\text{ф}}]$ для транспонированных матриц фазы $C1$ верхнего и нижнего слоев обмотки, получаем:

$$\begin{array}{l} \qquad\qquad 1\ 2\ 3\ldots\ 11\ \ 12\ \ 13\ldots 21\ 22\ 23\ldots\ 30\ \ 31\ \ 32\ldots \\ [C_{\text{в}}^{(1)}]_{C1}^{\text{т}} = [\underline{1}\ \underset{\cdot}{1}\ \underset{=}{1}\ \ \underset{-}{-1}\ \underset{\cdot}{-1}\ \underset{=}{-1}\ \ \underset{-}{1}\ \underset{\cdot}{1}\ \underset{=}{1}\ \ \underset{-}{-1}\ \underset{\cdot}{-1}\ \underset{=}{-1}]; \end{array} \quad (5)$$

$$\begin{array}{l} \qquad\qquad 1\ldots\ 8\ \ 9\ \ 10\ldots 18\ 19\ 20\ldots\ 28\ \ 29\ \ 30\ldots 38\ 39 \\ [C_{\text{н}}^{(1)}]_{C1}^{\text{т}} = [\underset{\cdot}{1}\ \ \underset{=}{-1}\ \underset{\cdot}{-1}\ \underset{-}{-1}\ \ \underset{=}{1}\ \underset{\cdot}{1}\ \underset{-}{1}\ \ \underset{=}{-1}\ \underset{\cdot}{-1}\ \underset{-}{-1}\ \ \underset{=}{1}\ \underset{\cdot}{1}] \end{array} \quad (6)$$

где значками (.), (—), (=) размечены элементы матрицы, входящие соответственно в ветви C—O', O'—$O1$ и O'—$O2$ (см. рисунок, *в*).

Для полюсности $p_1 = 2$ в матрице (4) $[\dot{e}_z^{(1)}]$ угол $\gamma' = 2p_1\pi/z_1$ и по (3) — (6) э. д. с. ветвей фазы $C1$ равны:

$$\dot{E}_{C1-O'}^{(1-1)} = \left([C_{\text{в}}^{(1)}]_{C1-O'}^{\text{т}} + [C_{\text{н}}^{(1)}]_{C1-O'}^{\text{т}}\right) \times [\dot{e}_z^{(1)}] =$$
$$= \cos\gamma' - \cos 11\gamma' + \cos 21\gamma' - \cos 29\gamma' - \cos 30\gamma' + j\,(\sin\gamma' -$$
$$- \sin 11\gamma' + \sin 21\gamma' - \sin 29\gamma' - \sin 30\gamma') + \cos 0 - \cos 8\gamma' +$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

$$+\cos 18\gamma' - \cos 28\gamma' + \cos 38\gamma' + j\,(\sin 0 - \sin 8\gamma' + \sin 18\gamma' - \sin 28\gamma' + \sin 38\gamma') = 9{,}3208 - j\cdot 0{,}3756;$$

$$\left|\dot E^{(1-1)}_{C1-O'}\right| = 9{,}3284;\quad \dot E^{(1-1)}_{O'-O1} = \left(\left[C^{(1)}_{\text{в}}\right]^{\text{т}}_{O'-01} + \left[C^{(1)}_{\text{н}}\right]^{\text{т}}_{O'-O1}\right)\times\left[\dot e^{(1)}_z\right] = \cos 0 - \cos 10\gamma' + \cos 20\gamma' + j\,(\sin 0 - \sin 10\gamma' + \sin 20\gamma') - \cos 9\gamma' + \cos 19\gamma' - \cos 29\gamma' - j\,(\sin 9\gamma' - \sin 19\gamma' + \sin 29\gamma') = 5{,}9386 - j\cdot 0{,}2393;\quad \left|\dot E^{(1-1)}_{O'-O1}\right| = 5{,}9434;$$

$$\dot E^{(1-1)}_{O'-O2} = \left(\left[C^{(1)}_{\text{в}}\right]^{\text{т}}_{O'-O2} + \left[C^{(1)}_{\text{н}}\right]^{\text{т}}_{O'-O2}\right)\times\left[\dot e^{(1)}_z\right] = \cos 12\gamma' + \cos 22\gamma' - \cos 31\gamma' + j\,(\sin 2\gamma' - \sin 12\gamma' + \sin 22\gamma' - \sin 31\gamma') - \cos 7\gamma' + \cos 17\gamma' - \cos 27\gamma' + \cos 37\gamma' - j\,(\sin 7\gamma' - \sin 17\gamma' + \sin 27\gamma' - \sin 37\gamma') = 5{,}959 - j\cdot 0{,}2401;\quad \left|\dot E^{(1-1)}_{O'-O2}\right| = 5{,}9638;$$

$$\dot E^{(1-1)}_{C1} = \dot E^{(1-1)}_{C1-O'} + 0{,}5\left(\dot E^{(1-1)}_{O'-O1} + \dot E^{(1-1)}_{O'-O2}\right) = 15{,}2696 - j\cdot 0{,}6154;$$

$$\left|\dot E^{(1-1)}_{C1}\right| = 15{,}282;\quad k^{(1-1)}_{\text{об}} = \left|\dot E^{(1-1)}_{C1}\right|/(10+7) = 0{,}899;\quad \operatorname{tg}\varphi^{(1-1)}_{C1} = -0{,}6154/15{,}2696 \text{ и } \varphi^{(1-1)}_{C1} \approx -2{,}31^\circ.$$

Для фаз $\dot E^{(1-1)}_{C1}$, $\dot E^{(1-1)}_{C2}$, $\dot E^{(1-1)}_{C3}$ э. д. с. равны по модулям и образуют трехфазную симметричную систему векторов; э. д. с. на зажимах $O1-O2$ от поля с полюсностью $p_1=2$ равна $\left|\Delta\dot E^{(1-1)}_{O1-O2}\right| = \left(\left|\dot E^{(1-1)}_{O'-O1}\right| - \left|\dot E^{(1-1)}_{O'-O2}\right|\right)/\left|\dot E^{(1-1)}_{C1}\right| = |5{,}9434 - 5{,}9638|/15{,}282 = 0{,}001335$, т. е. практически равна нулю, следовательно, зажимы $O1-O2$ для полюсности p_2 индуктивно не связаны с $2p_1$-полюсным полем обмотки.

Для полюсности $p_2=6$ в матрице (4) $\left[\dot e^{(2)}_z\right]$ угол $\gamma''=2p_2\pi/z_1$, и по (3)—(6) э. д. с. в фазе $C1$ между зажимами $O1-O2$ равна:

$$\dot E^{(2-2)}_{O1-O2} = \left(\left[C^{(1)}_{\text{в}}\right]^{\text{т}}_{O'-O1} + \left[C^{(1)}_{\text{н}}\right]^{\text{т}}_{O'-O1} - \left[C^{(1)}_{\text{в}}\right]^{\text{т}}_{O'-O2} - \left[C^{(1)}_{\text{н}}\right]^{\text{т}}_{O'-O2}\right)\times\left[\dot e^{(2)}_z\right] = \cos 0 - \cos 2\gamma'' - \cos 10\gamma'' + \cos 12\gamma'' + \cos 20\gamma'' - \cos 22\gamma'' + \cos 31\gamma'' + \cos 7\gamma'' - \cos 9\gamma'' - \cos 17\gamma'' + \cos 19\gamma'' + \cos 27\gamma'' - \cos 29\gamma'' - \cos 37\gamma'' + j\,(\sin 0 - \sin 2\gamma'' - \sin 10\gamma'' + \sin 12\gamma'' + \sin 20\gamma'' - \sin 22\gamma'' + \sin 31\gamma'' + \sin 7\gamma'' - \sin 9\gamma'' - \sin 17\gamma'' + \sin 19\gamma'' + \sin 27\gamma'' - \sin 29\gamma'' - \sin 37\gamma'') = 9{,}8097 - j\cdot 1{,}1911;\quad \left|\dot E^{(2-2)}_{O1-O2}\right| = 9{,}8817;\quad \operatorname{tg}\varphi^{(2-2)} = 1{,}1911/9{,}8096 \text{ и } \varphi^{(2-2)} = -6{,}92^\circ.$$

Для всех трех фаз $C1$, $C2$, $C3$ э. д. с. $\dot E^{(2-2)}_{O1-O2}$ равны по модулям и совпадают по фазе; $k^{(2-2)}_{\text{об}} = \left|\dot E^{(2-2)}_{O1-O2}\right|/N_k = 9{,}8817/14 = 0{,}706$. На линейных зажимах $C1$, $C2$, $C3$ поле с полюсностью $p_2=6$ не наводит э. д. с., следовательно, зажимы $C1$, $C2$, $C3$ для полюсности p_1 индуктивно не связаны с $2p_2$-полюсным полем обмотки.

Таким образом, разнополюсные зажимы $C1$, $C2$, $C3$ и $O1-O2$ обмотки (рисунок, *а*) электромагнитно независимы.

Такие же результаты для э. д. с. и обмоточных коэффициентов $k^{(1-1)}_{\text{об}} = k_{\text{об}2} = 0{,}899$ и $k^{(2-2)}_{\text{об}} = k_{\text{об}6} = 0{,}706$ дают расчеты по коэффициентам укорочения катушек с учетом сдвига осей катушечных групп для полюсности $p_1=2$ (рисунок, *г*; $\alpha=\pi/39$) и $p_2=6$ (рисунок, *д*; $3\alpha=\pi/13$). Верхний ряд стрелок на рисунке, *а* показывает направления токов при питании обмотки через зажимы $C1$, $C2$, $C3$ трехфазным током ($p_1=2$), а нижний ряд — при питании обмотки через зажимы $O1-O2$ однофазным током ($p_2=6$). Замена трехфазной дополнительной обмотки серийной машины однофазной при совмещенной обмотке не нарушает условий работы машины, так как обратное поле, создаваемое однофазными токами цепи $O1-O2$ совмещенной обмотки, заглушается демпферной обмоткой ротора, что подтверждается экспериментальными исследованиями [6].

Совмещенную обмотку (рисунок, *а*) можно выполнять с различным соотношением чисел витков ее катушек, входящих в неразветвленный и разветвленные участки фазы (рисунок, *в*), что позволяет применять ее на напряжения $U_{1\text{н}}=230$ и 400 В. Например, при числах витков катушек $w_{\text{к}}/3$ для ветви $C-O'$ и $w_{\text{к}}$ для ветвей $O'-O1$ и $O'-O2$ получаем согласно предыдущему расчету:

$$\left|\dot E^{(1-1)}_{C1}\right| = \left|\dot E^{(1-1)}_{C1-O'}\right| + 0{,}5\left(\left|\dot E^{(1-1)}_{O'-O1}\right| + \left|\dot E^{(1-1)}_{O'-2}\right|\right) = 9{,}3284/3 + 0{,}5\,(5{,}9434 + 5{,}9638) = 9{,}0631 \text{ и } k^{(1-1)}_{\text{об}} = \left|\dot E^{(1-1)}_{C1}\right|/(10/3+7) = 0{,}877,$$

а значение $K^{(2-2)}_{\text{об}}$ остается прежним. Изменяя сечение проводников пропорционально изменению w_k, сохраняют одинаковый коэффициент заполнения пазов медью.

Параметры обмоток статора ($p_1=2$, $p_2=6$)	Серийный генератор ОС-5 ($z_1=39$)				Опытный генератор на базе ОС-5 ($z_1=39$)			
	ОС-51		ОС-52		ОС-51		ОС-52	
	230 В	400 В	230 В	400 В	230 В	400 В	230 В	400 В
Основная обмотка	Трехфазная двухслойная				Трехфазно-однофазная двухслойная			
Число эффективных проводников в пазу $N_{\text{п.о}}$	20	34	12	20	27+9	27+27	15+5	15+15
Число витков в фазе $w_{\text{ф.о}}$	130	221	78	130	139,5	229,5	77,5	127,5
Обмоточный коэффициент $k_{\text{об}2}$	0,9175				0,877	0,899	0,877	0,899
$w_{\text{э.о}} = w_{\text{ф.о}}k_{\text{об}2}$	119,3	202,8	71,6	119,3	122,3	206,3	68,0	114,6
Марка провода,	ПЭТ-155				ПЭТ-155			
d, мм	2×1,2	2×0,93	4×1,16	4×0,9	1,25	1,25	2×1,18	
Сечение эффективного проводника $q_{\text{м.о}}$, мм	2,262	1,358	4,228	2,544	1,227 (3,681)		2,188 (6,564)	
Активное сопротивление фазы (20 °С) $r_{\text{ф.о}}$, Ом	0,653	1,85	0,25	0,70	0,49	1,43	0,19	0,55
Масса меди $G_{\text{м.о}}$, кг	5,1		6,8		5,8		7,2	
Дополнительная обмотка	Трехфазная однослойная							
$N_{\text{п.д}}$	11		6		—		—	
$w_{\text{ф.д}}$	66		36		189		105	
	0,9640						0,7060	
$w_{\text{э.д}} = w_{\text{ф.д}}k_{\text{об}6}$	63,6		34,7		133,4		74,1	
d, мм	2×1,0		3×1,0		—		—	
(20 °С) $r_{\text{ф.д}}$, Ом	0,293		0,150		0,495		0,191	
$r_{\text{ф.д}}$, Ом	—		—		0,430		0,228	
$G_{\text{м.д}}$, кг	0,85		1,10		—		—	

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Совмещенная обмотка (рисунок, *а*) исследовалась на опытных моделях синхронных машин, выполненных на базе генераторов ОС-51 ($P_н$=4 кВт) и ОС-52 ($P_н$=8 кВт) на напряжения $U_{1н}$=230 и 400 В при сохранении геометрии магнитопровода и параметров обмотки ротора от базовой машины. Параметры обмоток статора опытных и для сравнения серийных генераторов приведены в таблице. Для опытных генераторов с совмещенной обмоткой статора на напряжение 230 В числа витков катушек ветви *C—O'* приняты втрое меньшими, а сечения проводников втрое большими, чем для остальных катушек (см. в таблице значения $N_{п.о}$ и $q_{м.о}$ (в скобках) для опытных ОС-51-230 и ОС-52-230). Значения сопротивления $r'_{ф.д}$ в таблице определены по выражению [6]:

$$r'_{ф.д.} = \left(w'_{ф.д.}k'_{об6}/w_{ф.д.}k_{об6}\right)^2 r_{ф.д.}/3, \qquad (7)$$

соответствующему условию получения одинаковых потерь в меди в трехфазной дополнительной обмотке и в однофазной $2p_2$-полюсной цепи совмещенной обмотки (штрихами обозначены параметры для совмещенной обмотки).

Из таблицы видно, что при совмещенной обмотке в опытных генераторах $r_{ф.д}/r'_{ф.д}$=0,495/0,43=1,15 для ОС-51 и $r_{ф.д}/r'_{ф.д}$= =0,191/0,228=0,84 для ОС-52, т. е. в первом случае потери в меди цепи возбуждения опытных машин больше, а во втором случае — меньше, чем в серийных машинах. Потери в меди рабочей цепи совмещенной обмотки значительно меньше, чем у серийной машины (см. значения $r_{ф.о}$ в таблице), вследствие чего опытные машины имеют меньшие потери в меди и превышения температуры обмоток, бо́льшие значения к. п. д. [6].

Для упрощения изготовления обмотки целесообразно катушки групп фаз (например, групп 1, 4, 7 фазы *C1*) наматывать на шаблоне непрерывно, что уменьшает количество междукатушечных соединений. Этим обстоятельством и обусловлен указанный на рисунке, *а* порядок расположения больших и малых катушечных групп. Экспериментальные исследования [6] подтверждают работоспособность, симметрию линейных напряжений и высокую эффективность предложенных схем совмещенных обмоток для якоря синхронных машин серии ОС по сравнению с обмоткой по [5].

Выводы. 1. Замена двух разнополюсных основной и дополнительной трехфазных обмоток якоря одной трехфазно-однофазной обмоткой совмещенного типа приводит к упрощению конструкции, снижению расхода меди и изоляции, повышению к. п. д. и эксплуатационной надежности синхронных машин с системой самовозбуждения от третьей гармонической магнитного поля.

2. Предложенные совмещенные трехфазно-однофазные обмотки для якоря синхронных машин серии ОС позволяют согласовать параметры разнополюсных электромагнитно независимых цепей, дают возможность применять их на напряжения 230 и 400 В генераторов с одинаковыми цепями возбуждения, а также использовать в некоторых модификациях основного исполнения серии.

3. Применение структурных матриц обмоток и матричного метода анализа позволяет исследовать трехфазно-однофазные совмещенные обмотки и определять их параметры для разнополюсных цепей, автоматизировать процесс исследования с использованием ЭВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Загрядцкий В. И.** Совмещенные электрические машины. — Кишинев: Картя Молдовеняскэ, 1971.
2. **Попов В. И.** Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. — М.: Энергия, 1980.
3. **Антонов М. В., Радин В. И., Трошин В. Н.** Использование третьей гармонической поля для возбуждения синхронных генераторов. — Изв. вузов. Электромеханика, 1965, № 3.
4. **Арутюнян В. С.** Совмещенная синхронная машина с самовозбуждением от третьей гармоники поля. — Промышленность Армении, 1984, № 7.
5. **А.с. № 313503 (СССР).** Синхронная электрическая машина/В. С. Арутюнян, В. Х. Мириманян. — Опубл. в Б.И., 1975, № 42.
6. **Попов В. И., Амамчян С. Г., Манукян Р. М.** Эффективность применения совмещенных обмоток в синхронных машинах с самовозбуждением от третьей гармоники магнитного поля — Электротехника, 1982, № 11.
7. **А.с. № 1124400 (СССР).** Совмещенная электромашинная одно-двухслойная обмотка/В. И. Попов, Г. М Гукасян, Р. М. Манукян. — Опубл. в Б. И., 1984, № 42.
8. **А.с. № 1127044 (СССР).** Электромашинная совмещенная одно-двухслойная обмотка/В. И. Попов, Г. М. Гукасян, Р. С. Манукян. — Опубл. в Б.И., 1984, № 44.
9. **А.с. № 1127045 (СССР).** Трехфазно-однофазная совмещенная обмотка электрических машин/В. И. Попов, Г. М. Гукасян, Р. М. Манукян. — Опубл. в Б.И., 1984, № 44.
10. **Попов В. И.** Матричный анализ схем обмоток совмещенных электрических машин. — Электричество, 1984, № 11.
11. **Попов В. И.** Принципы формирования схем совмещенных обмоток электрических машин. — Электричество, 1986, № 5.

[15.04.85]

УДК 621.313.322.001.5

Численно-аналитический расчет магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины

ИЭМЕНИ Т. М.

Москва

Задаче расчета магнитного поля в зубцовой зоне ненасыщенной электрической машины с использованием аналитических методов посвящено большое число работ (см. [1—5]). Во всех этих работах так или иначе производится сопряжение (сшивка) решений задачи поля в области каждого паза с решением в области зазора. При использовании метода разделения переменных это приводит к бесконечной системе уравнений [1—3]. При решении задачи методом сеток удобно применить метод отделения зубцовых зон [4], приводящий в системе из $2M$ линейных уравнений, где M — число вертикальных линий сетки в зазоре. Возможно также применение методов итерационного или безытерационного сопряжения аналитического метода Фурье для немагнитных областей и сеточного — для магнитных [5], приводящего в данном случае также к необходимости решения системы из $2M$ уравнений. В статье аналитическое решение в сопрягаемых областях получено с помощью конечно разностного аналога метода Фурье. При этом удается уменьшить порядок решаемой системы уравнений до M_c — числа вертикальных линий сетки в пазах. При узких пазах это может дать существенный выигрыш в быстроте счета.

Рассмотрим распределение векторного магнитного потенциала в области, составленной из полосы воздушного зазора, к которой сверху и снизу примыкают стальные прямоугольные зубцы с пазами (см. рисунок). Магнитная проницаемость стали зубцов предполагается бесконечно большой, поэтому исследуется только магнитное поле в воздухе: в пазах и в воздушном зазоре. Задача определения поля в этой области решается раздельно для каждого прямоугольного паза, содержащего проводники с током, и для полосы воздушного зазора, после чего осуществляется «сшивка» решений для определения неизвестных произвольных постоянных. При этом всюду на границах воздух — сталь (дно и стенки пазов, коронки зубцов) должно выполняться граничное условие равенства нулю нормальной производной векторного потенциала, а на левой и правой границах полосы воздушного зазора (i=0 и i=M) — условие периодичности.

В полосе воздушного зазора, ограниченной горизонталями k=0 и k=N, распределение векторного магнитного потенциала описывается уравнениями Лапласа.

Область паза при упрощающем допущении, что провод-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ники с током по ширине паза плотно заполняют его (изоляция отсутствует), может быть разделена на подобласти, заполненные током и свободные от него, в соответствии с чем поле векторного потенциала, во первых, описывается уравнением Пуассона, а во вторых — Лапласа.

С учетом этого для каждого z-го паза распределение векторного магнитного потенциала поля в пазу $A^{\text{п}}_{ik}$ в области паза, расположенной над проводниками с током и примыкающей к воздушному зазору, с помощью конечно-разностного аналога метода Фурье может быть представлено в виде [6]:

$$A^{\text{п}}_{ik} = \sum_{n=0}^{M_z} C_n \left(\lambda^k_{nz} + \lambda^{-k}_{nz}\right) \cos \gamma_z ni + C_z k\,, \qquad (1)$$

$$n, i = 0, 1, \ldots, M_z;\ k = 0, 1, \ldots, N_{1z},$$

$$\text{где } \lambda_{nz} = 1 + 2\alpha^2 \sin^2 \frac{\gamma_z n}{2} + \sqrt{\left(1 + 2\alpha^2 \sin^2 \frac{\gamma_z n}{2}\right)^2 - 1}\,;$$

$\gamma_z = \dfrac{\pi}{M_z}$; $C_z = \dfrac{\mu_0 I_z}{M_z}$; I_z — ток z-го паза; k — число горизонталей в пазу, отсчитываемое от дна паза; N_{1z} — горизонталь, соответствующая верхней «пограничной» линии паза; $\alpha = \dfrac{h_2}{h_1}$, h_2 и h_1 — шаг сетки по вертикали и горизонтали соответственно.

Полагая $2\ C_0 + C_z\ N_{1z} = D_{0z}$ и $C_n\ \left(\lambda^{N_{1z}}_{nz} + \lambda^{-N_{1z}}_{nz}\right) = D_{nz}$, вместо (1) получим

$$A^{\text{п}}_{i,\,N_{1z}} = \sum_{n=0}^{M_z} D_{nz} \cos \gamma_z ni; \qquad (2)$$

$$A^{\text{п}}_{i,\,N_{1z}-1} = \sum_{n=0}^{M_z} \frac{D_{nz}}{q_{nz}} \cos \gamma_z ni - C_z, \qquad (3)$$

$$\text{где } q_{nz} = \frac{\lambda^{N_{1z}}_{nz} + \lambda^{-N_{1z}}_{nz}}{\lambda^{N_{1z}-1}_{nz} + \lambda^{1-N_{1z}}_{nz}}.$$

Для векторного магнитного потенциала A_{ik} в полосе воздушного зазора решение уравнения Лапласа методом Фурье в конечно-разностной форме, отвечающее в самом общем случае периодическим граничным условиям по i, примем в виде [6]:

$$A_{ik} = \sum_{m=0}^{M/2} \left\{C_{m1}\left(\lambda^k_m + \lambda^{-k}_m\right) + C_{m2}\left(\lambda^{N-k}_m + \lambda^{k-N}_m\right)\right\} \cos \gamma m i +$$

$$+ \sum_{m=1}^{M/2-1} \left\{C_{m3}\left(\lambda^k_m + \lambda^{-k}_m\right) + C_{m4}\left(\lambda^{N-k}_m + \lambda^{k-N}_m\right)\right\} \sin \gamma mi, \qquad (4)$$

$$m,\ i = 0, 1, \ldots, M-1;\ \gamma = 2\pi/M;$$

$$\lambda_m = 1 + 2\alpha^2 \sin^2 \frac{\gamma m}{2} + \sqrt{\left(1 + 2\alpha^2 \sin^2 \frac{\gamma m}{2}\right)^2 - 1}\,.$$

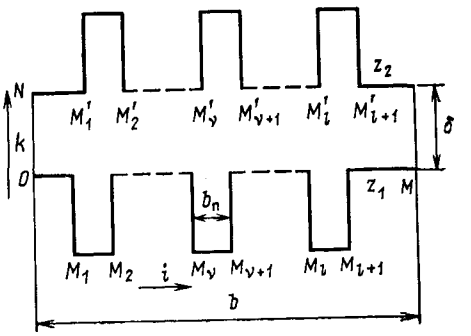
При этом входящие в выражение (4) неизвестные постоянные C_{mj} должны быть определены следующими условиями.

Для граничных узлов сетки, расположенных на верхней ($k=N$) и нижней ($k=0$) горизонталях и не принадлежащих пазам, должно выполняться условие отсутствия тангенциальной составляющей напряженности поля, что в дискретном представлении дает

$$A_{i,\,1} = A_{i,\,-1} \text{ и } A_{i,\,N-1} = A_{i,\,N+1}. \qquad (5)$$

Для граничных узлов сетки, принадлежащих пазам, граничные условия получаются при сшивке решений (4) и (2), (3), т. е. для каждого паза должны быть равны потенциалы на горизонтальной линии сшивки ($k=0$ или $k=N$) и удовлетворяться пятиточечная формула центральных разностей. Так, например, для первого нижнего паза (см. рисунок) будем иметь (индекс z при N_{1z} опущен)

$$A_{i,\,0} = A^{\text{п}}_{i,\,N_1},\ i = M_1, M_1 + 1, \ldots, M_2; \qquad (6)$$



$$2\left(1 + \alpha^2\right) A_{i,\,0} - \alpha^2\left(A_{i+1,\,0} + A_{i-1,\,0}\right) - A_{i,\,1} = A^{\text{п}}_{i,\,N_1-1};$$

$$i = M_1 + 1, \ldots, M_2 - 1. \qquad (7)$$

В углах паза при $i = M_1$ и $i = M_2$ формула центральных разностей при бесконечной проницаемости ферромагнетика дает

$$\left.\begin{aligned} &3\left(1 + \alpha^2\right) A_{M_1,\,0} - \alpha^2\left(2\,A_{M_1+1,\,0} + A_{M_1-1,\,0}\right) - \\ &\quad - 2\,A_{M_1,\,1} = A^{\text{п}}_{M_1,\,N_1-1}; \\ &3\left(1 + \alpha^2\right) A_{M_2,\,0} - \alpha^2\left(2\,A_{M_2-1,\,0} + A_{M_2+1,\,0}\right) - \\ &\quad - 2\,A_{M_2,\,1} = A^{\text{п}}_{M_2,\,N_1-1}. \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

Если в граничные условия (6) — (8) подставить решения (4) для поля в зазоре и (2), (3) для поля в пазу, то после преобразований получим на нижней граничной горизонтали ($k = 0$):

согласно условию (6)

$$\sum_{m=0}^{M/2} (2\,C_{m1} + C_{m2}\,q_m) \cos \gamma\, m\,(M_1 + i) + \sum_{m=1}^{M/2-1} \times$$

$$\times\,(2C_{m3} + C_{m4}\,q_m) \sin \gamma\, m\,(M_1 + i) = \sum_{n=0}^{M_z} D_{nz} \cos \gamma_z\, ni, \qquad (9)$$

и согласно условию (7) или (8)

$$\sum_{m=0}^{M/2} \left[2\,C_{m1}\,q_{1mz}(i) + C_{m2}\,q_m\,q_{2mz}(i)\right] + \sum_{m=1}^{M/2-1} \times$$

$$\times\left[2\,C_{m3}\,q'_{1mz}(i) + C_{m4}\,q_m\,q'_{2mz}(i)\right] = \sum_{n=0}^{M_z} D_{nz} \frac{\cos \gamma_z\, ni}{q_{nz}} - C_z\,. \qquad (10)$$

Для того чтобы исключить из (9) и (10) D_{nz}, воспользуемся известными соотношениями [6[:

$$\sum_{n=0}^{M_z} D_{nz} \cos \gamma_z\, ni = \varphi_i;\ D_{nz} = \frac{2\,\rho_n}{M_z} \sum_{i=0}^{M_z} \rho_i\, \varphi_i \cos \gamma_z\, ni,$$

где через φ_i обозначена левая часть уравнения (9) или (10);

$$\rho_i, \rho_n = 1 \text{ при } i, n = 1, 2, \ldots, M_z - 1;\ \rho_i, \rho_n = \frac{1}{2}$$

при $i, n = 0$ или M_z, и определим D_{nz} из (9) как

$$D_{nz} = \sum_{m=0}^{M/2} (2\,C_{m1} + C_{m2}\,q_m)\, a_{1mn} + \sum_{m=1}^{M/2-1} \times$$

$$\times\,(2\,C_{m3} + C_{m4}\,q_m)\, a_{2mn}. \qquad (11)$$

Аналогично определим D_{nz} из (10) как

$$D_{nz} = q_{nz} \left\{\sum_{m=0}^{M/2} (2\,C_{m1}\,a_{3mn} + C_{m2}\,q_m\,a_{4mn}) + \sum_{m=1}^{M/2-1} \times\right.$$

$$\left.\times\,(2\,C_{m3}\,a_{5mn} + C_{m4}\,q_m\,a_{6mn})\right\} + C_z. \qquad (11a)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Приравнивая (11) и (11а), получим

$$\sum_{m=0}^{M/2}\{B_{m1}r_{1mz}(n)+B_{m2}r_{2mz}(n)\}+\sum_{m=1}^{M/2-1}\{B_{m3}r_{3mz}(n)+$$
$$+B_{m4}r_{4mz}(n)\}=C_z. \qquad (12)$$

Постоянные $B_{m\nu}$ связаны с искомыми постоянными $C_{m\nu}$ соотношением

$$B_{m\nu}=\left(\lambda_m-\lambda_m^{-1}\right)\left(\lambda_m^N-\lambda_m^{-N}\right)C_{m\nu},\nu=1,2,3,4. \qquad (13)$$

Система уравнений (12), так же как (9) и (10), содержит столько уравнений, сколько грзничных точек принадлежит данному пазу, т. е. $0\leqslant i$, $n\leqslant M_z$, и таких систем столько, сколько пазов «снизу» (при $k=0$), т. е. $z=1, 2,\ldots, z_1$.

Совершенно аналогично получается система типа (12) для верхней граничной горизонтали

$$\sum_{m=0}^{M/2}\{B_{m1}r'_{1mz'}(n)+B_{m2}r'_{2mz'}(n)\}+\sum_{m=1}^{M/2-1}\{B_{m3}r'_{3mz'}(n)+$$
$$+B_{m4}r'_{4mz'}(n)\}=C_{z'},\ 0\leqslant n\leqslant M'_z;\ z'=1,2,\ldots,z_2. \qquad (12а)$$

Для того чтобы определить все постоянные $B_{m\nu}$, систему (12), (12а) необходимо дополнить системой, отвечающей граничным условиям (5), которая с учетом (13) имеет вид при $k=0$

$$B_{02}+\sum_{m=1}^{M/2}B_{m2}\cos\gamma mi+\sum_{m=1}^{M/2-1}B_{m4}\sin\gamma mi=B_{02} \qquad (14)$$

и при $k=N$

$$B_{01}+\sum_{m=1}^{M/2}B_{m1}\cos\gamma mi+\sum_{m=1}^{M/2-1}B_{m3}\sin\gamma mi=B_{01}. \qquad (15)$$

Напомним, что эти равенства справедливы для всех i, не принадлежащих пазам.

Таким образом, задача сведена к решению системы (12) — (15), которая содержит столько уравнений, сколько вертикальных линий сетки на двух граничных линиях, т. е. $2(M-1)$. Однако число уравнений системы может быть существенно сокращено, если ввести вспомогательные неизвестные f_i.

Заранее неизвестно, чему равна находящаяся слева в (14) и (15) сумма для номеров i, принадлежащих верхним или нижним пазам. Обозначим эти неизвестные пока суммы через f_{i1} и f_{i2} соответственно. Тогда вместо (14) получим

$$B_{02}+\sum_{m=1}^{M/2}B_{m2}\cos\gamma mi+\sum_{m=1}^{M/2-1}B_{m4}\sin\gamma mi=F_{1i} \qquad (16)$$

и вместо (15)

$$B_{01}+\sum_{m=1}^{M/2}B_{m1}\cos\gamma mi+\sum_{m=1}^{M/2-1}B_{m3}\sin\gamma mi=F_{2i}, \qquad (17)$$

где $F_{1i}=B_{02}$ для всех $i=i'_1$, не принадлежащих нижним пазам, и $F_{1i}=f_{i1}$ для всех $i=i_1$ принадлежащих нижним пазам ($k=0$), а $F_{2i}=B_{01}$ для всех $i=i'_2$, не принадлежащих верхним пазам, и $F_{2i}=f_{i2}$ для всех $i=i_2$, принадлежащих верхним пазам ($k=N$).

Из (16) получаем [6]:

$$B_{m2}=\frac{2\rho_m}{M}\sum_{i=0}^{M-1}F_{1i}\cos\gamma mi,\ m=0,1,\ldots,\frac{M}{2};$$

$$B_{mi}=\frac{2}{M}\sum_{i=1}^{M-1}F_{1i}\sin\gamma mi,\ m=1,2,\ldots,\frac{M}{2}-1..$$

С учетом свойств функций F_{1i} получим

$$B_{m2}=\frac{2\rho_m}{M}\left(\sum_{i'_1}B_{02}\cos\gamma mi+\sum_{i_1}f_{i1}\cos\gamma mi\right). \qquad (18)$$

При $m=0$

$$B_{02}=\frac{1}{M}\left(\sum_{i'_1}B_{02}+\sum_{i_1}f_{i1}\right),$$

откуда

$$B_{02}=\frac{1}{M_{c1}}\sum_{i_1}f_{i1}.$$

Подставляя значение B_{02} в (18), получим

$$B_{m2}=\sum_{i_1}\left(g'_{m2}+\frac{2}{M}\cos\gamma mi_1\right)f_{i1} \qquad (19)$$

и аналогично

$$B_{m4}=\sum_{i_1}\left(g'_{m4}+\frac{2}{M}\sin\gamma mi_1\right)f_{i1}. \qquad (20)$$

Аналогичный вид имеют выражения для B_{m1} и B_{m3} с заменой i_1 на i_2, g'_{m2} на g'_{m1} и g'_{m4} на g'_{m3}. При этом $g'_{m2}=\frac{1}{MM_{c1}}\times\sum_{i'_1}\cos\gamma mi\times\sum_{i_1}\cos\gamma mi$; $g'_{m4}=\frac{1}{MM_{c1}}\sum_{i_1}\sin\gamma mi$; $g'_{m1}=\frac{\sum_{i'_2}\cos\gamma mi}{MM_{c2}}$; $g_{m3}=\frac{1}{MM_{c2}}\sum_{i_2}\sin\gamma mi$, где M_{c1} и M_{c3} — число вертикальных линий сетки в нижних и верхних пазах соответственно.

Подставляя выражение вида (19), (20) в (12) после преобразований и соответствующего изменения нумерации по i, получим окончательно систему уравнений

$$\sum_i d_{in}f_i=C_n. \qquad (21)$$

(Выражения для коэффициентов q_m, q_{kmz}, a_{kmn}, r_{kmz} и d_{in} приведены в приложении.)

Эта система содержит столько уравнений, сколько содержится вертикальных линий сетки во всех пазах. При узких пазах (например, в асинхронных машинах) это может дать существенный выигрыш в числе арифметических операций,

Номер гармоники	Значение гармоники					
	Расчет по предлагаемому методу				Расчет по методу [2]	Расчет по кривым [7]
	$\alpha=1$	$\alpha=1/2$	$\alpha=1/4$	$\alpha=1/8$		
			М-80			
1	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	—	—
3	1,1449	—0,1459	—0,1461	—0,1462	—	—
5	—0,0589	—0,0575	—0,0571	—0,0570	—	—
7	0,0976	0,0976	0,0976	0,0976	—	—
9	—0,0587	—0,0600	—0,0603	—0,0604	—	—
11	0,0063	0,0067	0,0071	0,0072	—	—
13	0,0292	0,0287	0,0285	0,0285	—	—
15	—0,0289	—0,0295	—0,0297	—0,0298	—	—
17	0,0094	0,0104	0,0107	0,0108	—	—
19	0,0093	0,0086	0,0084	0,0083	—	—
21	—0,0148	—0,0148	—0,0149	—0,0149	—	—
23	0,0080	0,0086	0,0088	0,0088	—	—
25	0,0023					
			М-40			
1	1,0000	1,0000	—	1,0000	1,0000	1,0000
3	—0,1358	—0,1399	—	—0,1414	—0,1491	—0,1460
5	—0,0660	—0,0629	—	—0,0617	—0,0537	—0,0550
7	0,0986	0,0988	—	0,0989	0,0967	0,1030
9	—0,0537	—0,0567	—	—0,0578	—0,0623	—0,0600
11	0,0062	0,0065	—	0,0070	0,0081	0,0100
13	0,0331	0,0321	—	0,0318	0,0268	0,0260
15	—0,0280	—0,0292	—	0,0297	—0,0302	—0,0270
17	0,0049	0,0069	—	0,0077	0,0128	0,0093
19	—0,0141	0,0128	—	0,0122	0,0064	—
21	—0,0169	—0,0169	—	—0,0169	—0,0143	—
23	0,0062	0,0071	—	0,0076	0,0098	—
25	0,0066	0,0055	—	0,0050	—0,0002	—

Примечание. $\alpha=h_1/h_2$; h_1 и h_2 — шаг сетки по вертикали и горизонтали соответственно.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

которое, как известно, пропорционально кубу числа уравнений, и, следовательно, во времени расчета.

Решив систему (21), найдем все f_i, затем по (19), (20) — постоянные $B_{m\nu}$ ($\nu=1, 2, 3, 4$) и по (4) с учетом (13) найдем потенциалы в полосе воздушного зазора A_{ik}. Если требуется более детальный анализ в глубоких пазах, то по (11) определим D_{nz} и по (1) — (3) — потенциалы $A^{\text{п}}_{ik}$ на любой линии. Практически для уменьшения числа вычислений удобно во всех случаях находить потенциалы на двух соседних линиях и поле в пределах L горизонталей вверх и вниз от этих двух линий определять методом исключения. Отметим также, что для практических приложений часто бывает достаточно знать амплитуды гармонических составляющих поля в зазоре, т. е. значение постоянных $B_{m\nu}$. При применении других методов решения сеточной задачи этот анализ пришлось бы проводить дополнительно.

На основе изложенного метода был произведен расчет поля в зазоре для случая гладкого статора с одним симметрично расположенным пазом на роторе при отношении $b/b_{\text{п}}=10/3$ и различных значениях отношения δ/b в пределах от 3/40 до 1/320. Расчеты проводились при числе вертикальных линий сетки $M=80$ и $M=40$ при разном числе горизонтальных линий.

Здесь в таблице приводятся расчетные данные об относительном гармоническом составе радиальной составляющей индукции на поверхности гладкого статора при $\delta/b=1/40$. Там же для сравнения приведены аналогичные данные, полученные при решении этой задачи по методу, изложенному в [2] и приводящему к бесконечной системе уравнений, а также определенные по кривым [7]. Как видно из данных таблицы, все методы для гармоник с 3-й по 15-ю дают близкие результаты, которые слабо зависят от числа горизонтальных линий сетки в зазоре. Для более высоких гармоник лучшие результаты дает расчет при $M=80$ (по сравнению со случаем $M=40$), как и следовало ожидать. Аналогичные выводы имеют место и при других отношениях δ/b.

В заключение отметим, что расчет по данному методу на ЭВМ БЭСМ-6 при $M=80$ занял 16 с чистого времени, тогда как аналогичный расчет по методу [2] на этой же ЭВМ занял 82 с чистого времени, т. е. в 5 раз больше.

Приложение. Для каждого z-го паза: в угловых точках $M_{\text{у}}$, т. е. в точках $i=M_\nu$ или $i=M_{\nu+1}$ на верхней или нижней граничных линиях $k=0$ или $k=N$

$$q_{2mz}=\left\{3(1+\alpha^2)-2\alpha^2\cos\gamma m-2\frac{\lambda_m^{N-1}+\lambda_m^{1-N}}{\lambda_m^N+\lambda_m^{-N}}\right\}\times$$

$$\times\begin{matrix}\cos\gamma mM_{\text{у}}\\ \sin\gamma mM_{\text{у}}\end{matrix}-\alpha^2\times\left\{\begin{matrix}\cos\gamma m(M_{\text{у}}\pm1);\\ \sin\gamma m(M_{\text{у}}\pm1)\end{matrix}\right.$$

$$q_{1mz}=\left\{3\left(1+\alpha^2\right)-2\alpha^2\cos\gamma m-\left(\lambda_m+\lambda_m^{-1}\right)\right\}\begin{matrix}\cos\gamma mM_{\text{у}}\\ \sin\gamma mM_{\text{у}}\end{matrix}-$$

$$-\alpha^2\times\left\{\begin{matrix}\cos\gamma m(M_{\text{у}}\pm1);\\ \sin\gamma m(M_{\text{у}}\pm1).\end{matrix}\right.$$

Здесь знак «+» относится к левой угловой точке ($M_{\text{у}}=M_\nu$) и знак «—» — к правой ($M_{\text{у}}=M_{\nu+1}$); в промежуточных точках граничной горизонтали паза, т. е. в точках $M_\nu<i<M_{\nu+1}$

$$q_{2mz}=\left\{4(1+\alpha^2-\alpha^2\cos\gamma m)-\frac{\lambda_m^{N-1}+\lambda_m^{1-N}}{\lambda_m^N+\lambda_m^{-N}}\right\}\begin{matrix}\cos\gamma mi\\ \sin\gamma mi\end{matrix}.$$

$$q_{1mz}=\left\{2(1+\alpha^2-\alpha^2\cos\gamma m)-\frac{\lambda_m+\lambda_m^{-1}}{2}\right\}\begin{matrix}\cos\gamma mi\\ \sin\gamma mi\end{matrix}.$$

В этих формулах множители $\cos x$ относятся к коэффициентам q_{kmz}, а $\sin x$ — к тем же коэффициентам со штрихами (q'_{kmz}),

$$a_{kmn}=\frac{2\rho_n}{M_z}\sum_{i=0}^{M_z}\rho_i\cos\gamma_z ni\varphi_k(i),$$

где

$$\varphi_k(i)=\begin{cases}\cos\gamma m(M_\nu+i) & \text{при } k=1;\\ \sin\gamma m(M_\nu+i) & \text{при } k=2;\\ q_{1mz}(i) & \text{при } k=3;\\ q_{2mz}(i) & \text{при } k=4;\\ q'_{1mz}(i) & \text{при } k=5;\\ q'_{2mz}(i) & \text{при } k=6;\end{cases}$$

$$r_{1mz}=\varphi'_1\left(a_{1mn}-q_{nz}a_{3mn}\right);$$

$$r_{2mz}=\varphi'_2\left(a_{1mn}-q_{nz}a_{4mn}\right);$$

$$r_{3mz}=\varphi'_1\left(a_{2mn}-q_{nz}a_{5mn}\right);$$

$$r_{4mz}=\varphi'_2\left(a_{2mn}-q_{nz}a_{6mn}\right),$$

где $\varphi'_2=\dfrac{\lambda_m^N+\lambda_m^{-N}}{\Delta}$; $\varphi'_1=\dfrac{2}{\Delta}$; $q_m=\lambda_m^N+\lambda_m^{-N}$; $\Delta=\left(\lambda_m-\lambda_m^{-1}\right)\left(\lambda_m^N-\lambda_m^{-N}\right)$.

Выражения для r'_{kmz} аналогичны выше приведенным с заменой во всех формулах M_ν на M'_ν и M_z на M'_z.

$$d_{in}=\sum_{m=0}^{M/2}r_{\mu mz}\left(g'_{m\mu}+\frac{2}{M}\cos\gamma mi\right)+$$

$$+\sum_{m=1}^{M/2-1}r_{\nu mz}\left(g'_{m\nu}+\frac{2}{M}\sin\gamma mi\right),$$

где $\mu=2$ и $\nu=4$ при $i=i_1$ и $\mu=1$ и $\nu=3$ при $i=i_2$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Иванов-Смоленский А. В., Мнацаканян М. С.** Аналитический метод расчета магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины с односторонней зубчатостью. — Электричество, 1972, № 3.
2. **Нэмени Т. М.** Расчет магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины. — Межвузовский тематич. сб. научн. тр. по электротехн. Расчет и конструкция машин и аппаратов, Ереван: ЕрПИ, 1984.
3. **Карасев А. В.** Влияние зубчатости статора и ротора на магнитное поле электрической машины. — Электричество, 1984, № 11.
4. **Нэмени Т. М.** Расчет магнитного поля для целей диагностики методом исключения. — Промышленность Армении, 1984, № 10.
5. **Жиличев Ю. Н.** О безытерационном сопряжении численного и аналитического решений уравнений эллиптического типа при расчетах магнитного поля в кусочно-неоднородных областях комбинированным методом. — Бесконтактные электрические машины, 1983, вып. 22.
6. **Самарский А. А., Николаев Е. С.** Методы решения сеточных уравнений. — М.: Наука, 1978, 592 с.
7. **Талалов Н. М., Страдомский Ю. И.** Поле обмотки возбуждения в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин. — Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1969, № 3.

[07.05.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК 621.313.333.2.017.08

Оценка показателей линейных асинхронных двигателей на стадии предпроектных исследований

КОНЯЕВ А. Ю. канд. техн. наук

Уральский политехнический институт

Проектирование электродвигателей в значительной мере опирается на опыт расчета и эксплуатации ранее созданных машин. Зависимости к. п. д. (η), коэффициента мощности ($\cos\varphi$), коэффициента э. д. с. (K_E) от расчетной мощности, числа полюсов и основных геометрических размеров позволяют оценить уровень технико-экономических показателей, служат отправной точкой электромагнитного расчета новых двигателей аналогичной мощности и габаритов. Использование такого рода зависимостей при расчетах линейных асинхронных двигателей (ЛАД) невозможно. Как специальные электрические машины, тесно связанные с особенностями рабочего механизма, ЛАД имеют широкий диапазон требуемых механических характеристик, а также основных геометрических размеров, что обусловливает и значительно большую область изменения их технико-экономических показателей. Вместе с тем именно эти обстоятельства требуют создания простой методики оценки технико-экономических показателей ЛАД на стадии предпроектных исследований, которая позволяла бы либо сузить область существования приемлемых вариантов проекта, либо найти предельно достижимые показатели ЛАД для требуемых условий их эксплуатации.

На стадии предварительной оценки вариантов удобно моделировать ЛАД с помощью известной Т-образной схемы замещения, не принимая во внимание продольные краевые эффекты и магнитные потери, влияние которых может быть учтено в дальнейшем. Указанная схема замещения и соответствующая ей векторная диаграмма показаны на рис. 1. При этом технико-экономические показатели ЛАД определяются только соотношениями параметров схемы замещения, которые удобно выразить в относительных единицах. В работах, посвященных ЛАД, широко используется понятие электромагнитной добротности, которая в [1] определяется как отношение индуктивного сопротивления взаимоиндукции (X_m) к активной составляющей приведенного сопротивления вторичной цепи (R_2'/s), или как отношение электромагнитной мощности к мощности, затрачиваемой на возбуждение магнитного поля в машине:

$$\varepsilon = \frac{\mathrm{Re}\left(\dot{E}\,\dot{I}_2'\right)}{\mathrm{Im}\left(\dot{E}\,\dot{I}_m\right)} = \frac{X_m s}{R_2'} = \varepsilon_0 s\,, \qquad (1)$$

где ε_0 — электромагнитная добротность при $s = 1$.

Выражение (1) получено в предположении, что индуктивность вторичного элемента (ВЭ) равна нулю. При учете индуктивности ВЭ вместо (1) можно получить:

$$\varepsilon = \frac{X_m s}{R_2'}\cos^2\varphi_2. \qquad (2)$$

Электромагнитную добротность можно выразить и через геометрические и физические параметры ЛАД, такие как полюсное деление (τ), воздушный зазор (δ), толщина и проводимость немагнитного ВЭ (Δ, γ_2) и т. д. [1, 2];

$$\varepsilon = \frac{\mu_0\gamma_2 k_л s w_1 \tau^2 \Delta}{\pi^2 k_\delta k_\mu \delta}. \qquad (3)$$

Коэффициенты k_δ, k_μ, $k_л$ учитывают соответственно зубчатость индуктора, насыщение стали, увеличение активного сопротивления ВЭ на счет поперечного краевого эффекта.

Используя понятие электромагнитной добротности для схемы замещения, показанной на рис. 1, получаем формулы для расчета показателей ЛАД, в которые кроме ε входят только относительные сопротивления R_1^* и X_1^* (базовое сопротивление $Z_б = U_1/I_1$), коэффициент э. д. с., а также $\mathrm{tg}\,\varphi_2$, характеризующий конструкцию ВЭ:

$$\cos\varphi = R_1^* + \frac{\varepsilon K_E}{\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\cos^2\varphi_2} + 2\varepsilon\,\mathrm{tg}\,\varphi_2}}; \qquad (4)$$

$$\eta = \frac{1 - s}{1 + R_1^*\frac{1}{\varepsilon K_E}\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\cos^2\varphi_2} + 2\varepsilon\,\mathrm{tg}\,\varphi_2}}; \qquad (5)$$

$$\eta\cos\varphi = \frac{K_E\varepsilon\,(1 - s)}{\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\cos^2\varphi_2} + 2\varepsilon\,\mathrm{tg}\,\varphi_2}}. \qquad (6)$$

Для идеальной машины при $R_1^* = X_1^* = 0$, $K_E = 1$, $\mathrm{tg}\,\varphi_2 = 0$ получаем известные выражения [2]:

$$\cos\varphi = \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}; \qquad (7)$$

$$\eta = 1 - s; \qquad (8)$$

$$\eta\cos\varphi = \frac{\varepsilon\,(1 - s)}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}. \qquad (9)$$

Входящие в (4) — (6) значения K_E при заданных R_1^*, X_1^*, ε и $\mathrm{tg}\,\varphi_2$ находятся графически из векторной диаграммы (рис. 1, *б*). На рис. 2 показаны зависимости $K_E = f(\varepsilon)$ для двух исполнений сплошного ВЭ: немагнитного при $\mathrm{tg}\,\varphi_2 = 0$ (сплошные линии) и стального при $\mathrm{tg}\,\varphi_2 = 0{,}6$ (пунктир). При других реальных исполнениях ВЭ (стальной с высокопроводящим покрытием, обмотанный) зависимости $K_E = f(\varepsilon)$ занимают промежуточное положение между показанными на рис. 2. Приближенное аналитическое выражение для определения коэффициента K_E можно получить из векторной диаграммы, если заменить напряжение проекцией вектора напряжения на продолжение вектора э. д. с.:

$$K_E = 1 - \frac{R_1^*\varepsilon + X_1^*\left(1 + \varepsilon\,\mathrm{tg}\,\varphi_2\right)}{\sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\cos^2\varphi_2} + 2\varepsilon\,\mathrm{tg}\,\varphi_2}}. \qquad (10)$$

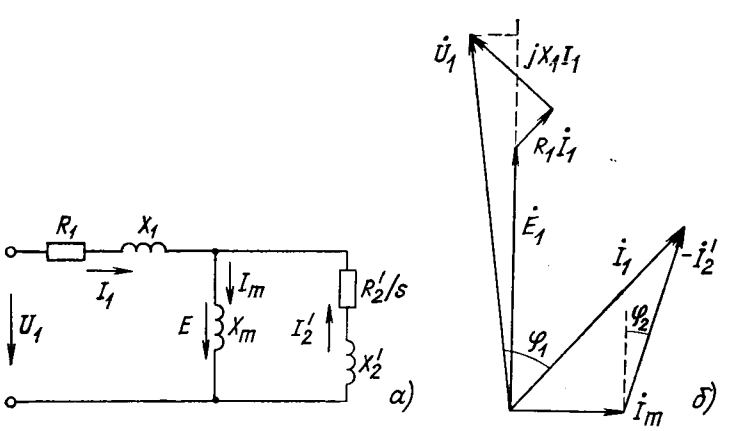


Рис. 1. Схема замещения (*1*) и векторная диаграмма (*2*) ЛАД

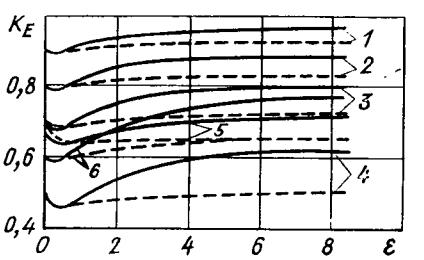


Рис. 2. Зависимости $K_E = f(\varepsilon)$ (R_1^* и X_1^* соответственно: *1*—0,02 и 0,1; *2*—0,05 и 0,2; 3—0,1 и 0,3; *4*—0,2 и 0,5; *5*—0,2 и 0,3; *6*—0,1 и 0,4)

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В режиме холостого хода при $\varepsilon = \varepsilon_0 s = 0$ из (10) получаем известное выражение

$$K_E = \frac{X_m}{X_m + X_1}. \qquad (11)$$

Сравнение результатов расчетов по формуле (10) со значениями K_E, полученными графически, показывает, что погрешность расчета не превышает 5 % практически для всех реальных конструкций ЛАД.

Значение электромагнитной добротности ЛАД может быть задано предварительно по виду требуемой механической характеристики. Нетрудно получить выражение для электромагнитного усилия ЛАД в зависимости от электромагнитной добротности:

$$F = \frac{3I_1^2 X_m}{2\tau f}\left(\frac{\varepsilon_0 s}{1 + \frac{\varepsilon_0^2 s^2}{\cos^2\varphi_2} + 2\varepsilon_0 s \operatorname{tg}\varphi_2}\right). \qquad (12)$$

Анализ выражения (12) на экстремум при допущении постоянства тока статора (что достаточно корректно при $\varepsilon_0 \leqslant 1$) позволяет найти критическое скольжение ЛАД:

$$s_m = \frac{\cos\varphi_2}{\varepsilon_0}. \qquad (13)$$

Если учесть, что для реальных конструкций ВЭ $\cos\varphi_2$ находится в достаточно узких пределах от 0,86 до 1, то положение максимума электромагнитного усилия, а значит и вид механической характеристики определяется значение ε_0. И наоборот, зная вид требуемой механической характеристики, можно предварительно определять электромагнитную добротность.

Значения относительных сопротивлений R_1^* и X_1^* для ЛАД, также как и для круговых двигателей, зависят от мощности и размеров двигателя. Например, для круговых асинхронных двигателей мощностью 5—100 кВт характерны $R_1^* = 0{,}02 \div 0{,}06$ и $X_1^* = 0{,}07 \div 0{,}15$ [3], а для малых электрических машин: $R_1^* = 0{,}05 \div 0{,}2$ и $X_1^* = 0{,}15 \div 0{,}5$. С учетом того, что ЛАД имеют относительно большие воздушные зазоры, а значит меньшие значения X_m, следует предварительно принимать R_1^* и X_1^* для ЛАД близкими к верхним значениям указанных пределов.

Таким образом, задавшись предварительно значениями ε, R_1^*, X_1^* и $\operatorname{tg}\varphi_2$ по выражениям (4) — (6) с учетом (10) можно рассчитать основные показатели двигателей. Например, на рис. 3 показаны зависимости $\cos\varphi = f(\varepsilon)$ для двух исполнений сплошного ВЭ: немагнитного при $\operatorname{tg}\varphi_2 = 0$ (сплошные линии) и стального (пунктир). Для сравнения на рис. 3 даны зависимости $\cos\varphi = f(\varepsilon)$ при идеальных условиях $\left(R_1^* = X_1^* = 0,\ K_E = 1\right)$, показывающие предельные теоретически достижимые значения коэффициента мощности. На рис. 4 приведены зависимости $\eta\cos\varphi = f(\varepsilon_0, s)$ для тех же исполнений ВЭ при идеальных условиях. Реальные $\eta\cos\varphi$ получаются умножением значений, взятых из рис. 4, на коэффициент э. д. с. K_E.

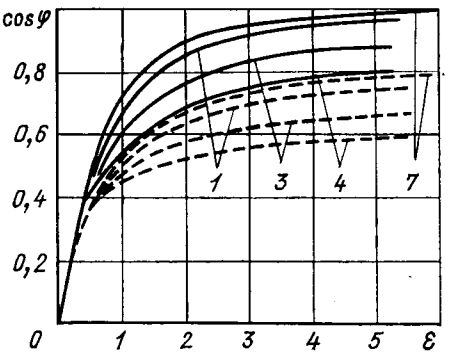


Рис 3

Рис. 3. Зависимости $\cos\varphi = f(\varepsilon)$ (*1—4* — обозначения те же, что на рис. 2; *7* — $R_1^* = X_1^* = 0$)

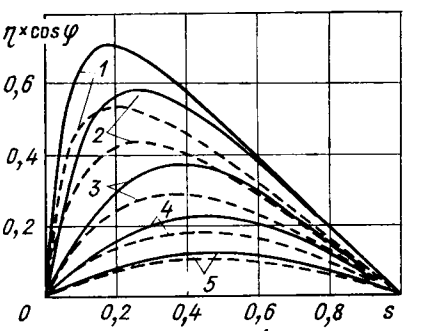


Рис. 4. Зависимости $\eta\cos\varphi = f(\varepsilon_0, s)$: *1—5* — ε_0 соответственно 10; 5; 2; 1; 0,5

По полученным выражениям можно оценивать предельно достижимые для заданных технических требований технико-экономические показатели ЛАД, выбирать рациональную конструкцию ВЭ, а также анализировать пути повышения показателей, что позволяет рекомендовать эти выражения для практического использования на стадии предпроектных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Laithwaite E. R. Induction machines for special purposes. — London, 1966.

2. Вольдек А. И. Зависимость технико-экономических показателей индукционных МГД-машин от магнитного числа Рейнольдса. — Электричество, 1967, № 2.

3. Электротехнический справочник. Т. 2. — М.: Энергоатомиздат, 1981.

[12.02.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

УДК [621.314.1:621.376].001.24

Режим непрерывного тока дросселя в широтно-импульсном преобразователе

ЖУЙКОВ В. Я., канд. техн. наук, СУЧИК В. Е., канд. техн. наук, ДЕНИСЮК С. П., инж., ЯЦЕНКО Ю. А., инж.

Киев

В стабилизаторах постоянного напряжения в качестве силового элемента широко используется широтно-импульсный преобразователь (ШИП) с последовательным ключом и rLC-фильтром (рис. 1) [1—3]. В зависимости от соотношения между параметрами элементов, длительностями интервалов постоянства структуры ШИП может работать в режимах непрерывного и прерывистого тока дросселя.

Цель настоящей статьи состоит в определении соотношений между параметрами элементов, при которых ток дросселя непрерывен.

Будем рассматривать ШИП в предположении [3], что ключ K и диод VD идеальны, элементы преобразователя линейны, U=const и период работы состоит из двух интервалов длительностью γT и $(1-\gamma)\,T$, где γ — относительная длительность замкнутого состояния ключа, а процессы в эквивалентных схемах на этих интервалах описываются уравнениями

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU \qquad \text{(1-й интервал);} \tag{1}$$

$$\dot{X}(t) = AX(t) \qquad \text{(2-й интервал),} \tag{2}$$

где

$$A = \begin{Vmatrix} -r/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{Vmatrix}; \quad X = \begin{Vmatrix} i_L \\ U_C \end{Vmatrix}; \quad B = \begin{Vmatrix} 1/L \\ 0 \end{Vmatrix}.$$

Воспользовавшись методом отдельных составляющих [4], определим мгновенные значения тока дросселя на втором интервале периода работы ШИП:

$$i_L(t) = C_1 e^{\lambda_1 (t-\gamma T)} + C_2 e^{\lambda_2 (t-\gamma T)}, \quad t \in [\gamma T,\ T], \tag{3}$$

где

$$C_1 = -\frac{U\,(e^{\lambda_1 \gamma T} - 1)\,(\lambda_1 + 1/RC)}{L\lambda_1\,(\lambda_1 - \lambda_2)\,(e^{\lambda_1 T} - 1)};$$

$$C_2 = \frac{U\,(e^{\lambda_2 \gamma T} - 1)\,(\lambda_2 + 1/RC)}{L\lambda_2\,(\lambda_1 - \lambda_2)\,(e^{\lambda_2 T} - 1)};$$

λ_i — корни характеристического уравнения

$$\lambda^2 + \lambda\,(r/L + 1/RC) + \frac{R+r}{RLC} = 0, \tag{4}$$

которое в зависимости от параметров элементов могут быть комплексно-сопряженными либо вещественными различными (случай кратных корней рассматривать не будем).

Приравняв выражение (3) нулю при $t = T$, получим уравнение, соответствующее режиму граничных токов дросселя:

$$C_1 e^{\lambda_1 T (1-\gamma)} + C_2 e^{\lambda_2 T (1-\gamma)} = 0. \tag{5}$$

Если $|\lambda_i|\,T \ll 1$, то заменяя экспоненты в (5) рядами

$$e^{\lambda_i T} \approx 1 + \sum_{k=1}^{n} \frac{\lambda_i^k T^k}{k!} \tag{6}$$

и ограничиваясь кубичными членами, получаем приближенное уравнение [3]

$$(1-\gamma)\,R^2 - R\,[2L/T - r\,(2-\gamma)] + L/C = 0, \tag{7}$$

которое можно использовать для определения режима граничных токов дросселя только тогда, когда в ШИП возможен режим прерывистых токов. Последний может иметь место в двух случаях;

1. При комплексно-сопряженных корнях характеристического уравнения (4), когда выражение (3) преобразуется к виду

$$i_L(t) = e^{-\alpha (t-\gamma T)}\,\{A_1 \cos[\omega\,(t-\gamma T)] + A_2 \sin[\omega\,(t-\gamma T)]\},$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2}\,(r/L + 1/RC); \quad \omega = \sqrt{1/L - \frac{1}{4}\,(r/L - 1/RC)^2},$$

и представляет собой сумму гармонических составляющих с периодом $2\pi/\omega$ (рис. 2);

2. При вещественных различных корнях характеристического уравнения (4), когда при экспоненте с меньшим показателем степени будет находиться положительный коэффициент (рис. 3, *а*).

Если же во втором случае положительный коэффициент будет находиться при экспоненте с большим показателем степени (рис. 3, *б*) то режим прерывистых токов в схеме существовать не будет и уравнение (7) использовать нельзя. Например, пусть $L = 4{,}41 \cdot 10^{-3}$ Гн, $C = 10^{-3}$ Ф, $r = 0{,}1$ Ом, $R = 1$ Ом, $\gamma = 0{,}1$, $U = 100$ В. Согласно уравнению (7) режим прерывистых токов дросселя будет в схеме при $T > 1{,}604 \cdot 10^{-3}$ с. Однако подставляя в выражение (3) $T = 10^{-2}$ с, находим ток в конце периода $i_L(T) = 1{,}287$ А, то ток дросселя непрерывен.

Рассмотрим более подробно случай вещественных различных корней характеристического уравнения (4):

$$\lambda_1 = -\alpha - \beta; \quad \lambda_2 = -\alpha + \beta, \tag{8}$$

где

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{4}\,(r/L - 1/RC)^2 - 1/LC}.$$

Так как $\lambda_1 < \lambda_2 < 0$, то знак коэффициента C_2 в выражении (3) соответствует знаку суммы

$$\lambda_2 + 1/RC, \tag{9}$$

которая положительна при условии

$$r/L - 1/RC < 0. \tag{10}$$

Действительно, если неравенство (10) справедливо, то

$$\lambda_2 + 1/RC = -\frac{1}{2}\,(r/L + 1/RC) + \sqrt{\frac{1}{4}\,(r/L - 1/RC)^2 - 1/LC} +$$

$$+ 1/RC = -\frac{1}{2}\,(r/L - 1/RC) + \sqrt{\frac{1}{4}\,(r/L - 1/RC)^2 - 1/LC} > 0,$$

а также $\lambda_1 + 1/RC > 0$, и в выражении (3) $C_2 > 0$, $C_1 < 0$.

Учитывая выражение (8), уравнение (5) преобразуем к виду

$$C_1 e^{(-\alpha-\beta)\,T\,(1-\gamma)} + C_2 e^{(-\alpha+\beta)\,T\,(1-\gamma)} = 0, \tag{11}$$

откуда

$$1 - \gamma = \frac{1}{2\beta T} \ln\left(-\frac{C_1}{C_2}\right). \tag{12}$$

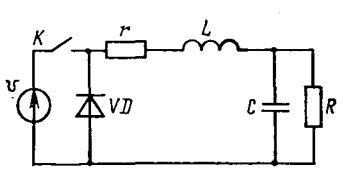


Рис. 1

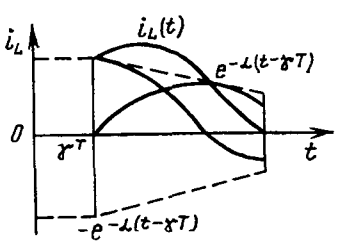


Рис. 2

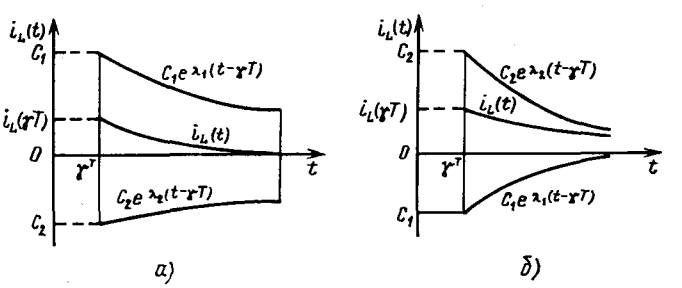


Рис. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Так как $|C_2| - |C_1| = i_L(\gamma T) > 0$, то из выражения (12) получаем $\gamma > 1$. Следовательно, в этом случае уравнение (5) не имеет решений и ни граничный режим, ни тем более режим прерывистых токов в схеме невозможен.

Если неравенство (10) не выполняется, то

$$\lambda_2 + 1/RC = -\frac{1}{2}(r/L + 1/RC) + \sqrt{\frac{1}{4}(r/L - 1/RC)^2 - 1/LC} + 1/RC < 0,$$

а значит $\lambda_1 + 1/RC < 0$ и в выражении (3) $C_2 < 0$, $C_1 > 0$. Тогда

$$i_L(\gamma T) = |C_1| - |C_2| > 0$$

и из (12) получаем $\gamma < 1$.

Следовательно, в этом случае уравнение (5) имеет решения и при определенном соотношении между параметрами элементов и длительностью интервалов работы в ШИП может существовать режим прерывистого тока дросселя.

Область гарантированного существования режима непрерывных токов дросселя находим, решая систему неравенств, вытекающую из выражений для β^2 (8) и (10),

$$\left.\begin{aligned} &r/L - 1/RC < 0; \\ &\frac{1}{4}(r/L - 1/RC)^2 - 1/LC > 0, \end{aligned}\right\} \quad (13)$$

или эквивалентную ей систему

$$\left.\begin{aligned} &R^* < 1/r^*; \\ &\left[\begin{aligned} &R^* < 1/(r^* + 2); \\ &R^* > 1/(r^* - 2), \end{aligned}\right. \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

где

$$r^* = r/\rho;\ R^* = R/\rho;\ \rho = \sqrt{L/C}.$$

Графическое решение системы (14) соответствует области I на рис. 4.

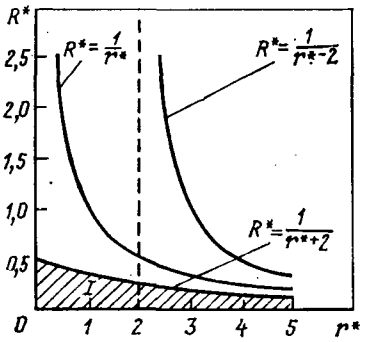


Рис. 4

Пример. Пусть $L = 2{,}5 \cdot 10^{-2}$ Гн, $C = 10 \cdot 10^{-6}$ Ф, $r = 0{,}1$ Ом. Расчет по выражениям (13) показывает, что режим непрерывного тока дросселя будет наблюдаться, если сопротивление нагрузки R не превышает 24,975 Ом. При этом значения γ и T могут изменяться в любых пределах.

В рассматриваемом ШИП управляющим воздействием является относительное время замыкания ключа γ, поэтому для обеспечения высокой стабильности выходных напряжений в широком диапазоне целесообразно производить подбор элементов таким образом, чтобы выполнялось полученное соотношение между параметрами элементов ШИП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.** Преобразовательная техника — Киев: Вища школа, 1983. — 431 с.
2. **Бирзниекс Л. В.** Импульсные преобразователи постоянного тока — М.: Энергия, 1974. — 256 с.
3. **Львов Е. Л., Розанов Ю. К.** Стационарные режимы преобразователя постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1983, № 8, с. 41—45.
4. **Руденко В. С., Жуйков В. Я., Коротеев И. Е.** Расчет устройств преобразовательной техники — Киев: Техника, 1980. — 136 с.

[24.04.85]

УДК [621.315.616.96:678.742].001.4

Электрофизические свойства пленок модифицированного полиэтилена низкой плотности

АББАСОВ Т. Ф., канд. физ.-мат. наук

Азербайджанский политехнический институт

Изучение физических основ получения новых изоляционных материалов на основе полиолефинов, модифицированных малыми количествами добавок, что приводит к значительному повышению электрических и механических свойств, необходимо для разработки и создания радио- и электротехнической аппаратуры.

В данной статье приведены результаты экспериментальных исследований электрофизических свойств пленок полиэтилена низкой плотности (ПЭНП) марки 10803—020 и влияния на него состава и количества модифицирующих органических добавок. В качестве последних использовался фталевый ангидрид (ФА) и диэтиловый эфир терефталевой кислоты (ДЭТК) с размером частиц до 50 мкм. Содержание добавок в составе ПЭНП варьировалось в пределах 0,01—0,1 % (по массе). Переработка ПЭНП и его модификаций в пленке толщиной 20 мкм осуществлялось методом экструзии с раздувом на промышленном агрегате фирмы «Райфенхозер».

Электрическая прочность пленки ПЭНП в зависимости от состава и количества добавок определялась на основе изучения кинетики развития электрического пробоя (времени жизни) по описанной ранее методике [1, 2]. Статистическая обработка полученных экспериментальных результатов проводилась методом наименьших квадратов.

На рис. 1 приведены зависимости логарифма времени жизни пленки ПЭНП с различным содержанием АФ от напряженности переменного электрического поля с частотой 50 Гц. Введение малого количества добавки ФА в ПЭНП (*1—4*) приводит к заметному изменению времени жизни. Однако, как видно из рис. 1, во всех случаях с ростом напряженности электрического поля по линейному закону снижается значение логарифма времени жизни, т. е. выполняется известное соотношение $\tau = B \exp(-\beta E)$, где параметры B и β зависят от природы полимера и температуры.

Для более наглядного представления о развитии электрического разрушения в модифицированном полимере на рис. 2 показана зависимость электрической прочности пленки из ПЭНП от добавки ФА при прочих равных условиях (τ=const; T=const.) Эта зависимость построена по данным, использованным для графика на рис. 1. Как видно, максимального значения электрическая прочность пленки ПЭНП, модифицированного малым количеством добавки, достигает при введении в ее состав 0,05 % ФА.

Как следует из экспериментальных результатов, в рассматриваемом случае при введении в ПЭНП оптимального количества предложенной добавки происходит увеличение его электрической прочности от $14 \cdot 10^7$ до $18 \cdot 10^7$ В·м$^{-1}$, т. е. примерно на 30 %. Кроме того, исследования времени жизни пленки ПЭНП, модифицированного добавками, позволяет определить оптимальные условия модификации ПЭНП. Для выяснения влияния состава вводимой добавки на изменение электрической прочности

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

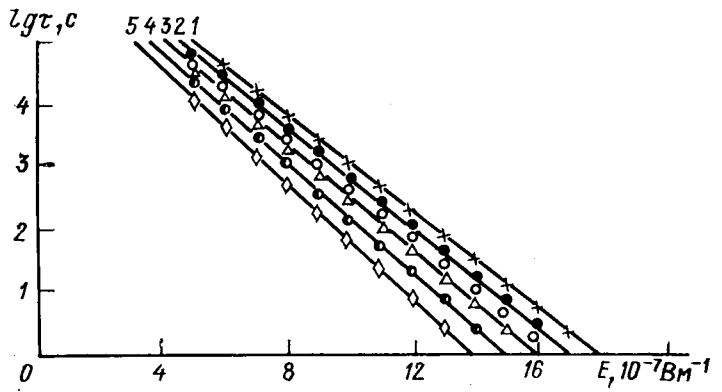


Рис. 1. Зависимости времени жизни пленки из ПЭНП и его модификации (с добавками фталевого ангидрида) от напряженности электрического поля: *1*—0,05 %; *2*—0,01 % и 0,03 %; *3*—0,07 %; *4*—0,1 % (по массе) фталевого ангидрида; *5* — ПЭНП без добавки

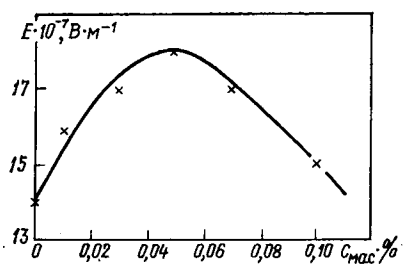


Рис. 2. Зависимость электрической прочности пленки ПЭНП от добавки фталевого ангидрида

пленки ПЭНП исследование проводилось и при использовании в качестве добавки ДЭТК. Данные приведены ниже:

Добавка ДЭТК, % (по массе)	без добавки	+0,01	+0,03	+0,05	+0,07	+0,1
$E_{пр}\cdot10^{-7}$, В·м$^{-1}$	14,0	14,7	15,6	16,5	14,2	13,0

Видно, что введение в состав ПЭНП добавки ДЭТК также приводит к изменению его электрической прочности. Сопоставление экспериментальных результатов, представленных на рис. 2, с вышеприведенными данными показывает, что при введении в ПЭНП добавок в одних и тех же количествах, но разного состава, характер изменения электрической прочности модифицированных пленок сохраняется, но численные значения ее оказываются различными.

Учитывая специфические особенности предложенных добавок, было также изучено совместное влияние добавок (в равных количествах) ФА и ДЭТК на изменение электрофизических свойств (электрической прочности $E_{пр}$ и удельного объемного электрического сопротивления ρ_V) пленки ПЭНП. Полученные результаты приведены ниже:

Добавки ФА и ДЭТК, % (по массе)	без добавки	по 0,1	по 0,03	по 0,05	по 0,07	по 0,1
$E_{пр}\cdot10^{-7}$, В·м$^{-1}$	14,0	17,9	18,5	19,8	18,0	17,0
ρ_V, Ом·м	10^{13}	$5\cdot10^{13}$	$2\cdot10^{14}$	$3\cdot10^{15}$	$4\cdot10^{14}$	$3,5\cdot10^{13}$

Из этих данных видно, что в отличие от раздельного введения в ПЭНП добавок ФА и ДЭТК, их совместное присутствие приводит к значительному увеличению электрических характеристик пленки, полученной из такой модификации ПЭНП. Обращает на себя внимание увеличение электрической прочности с $14\cdot10^7$ до $19,8\cdot10^7$ В·м$^{-1}$ и удельного объемного электрического сопротивления с 10^{13} до 10^{15} Ом·м пленки ПЭНП при введении по 0,05 % ФА и ДЭТК.

Материал пленки	Электрическая прочность $E_{пр}\cdot10^{-7}$, В·м$^{-1}$	
	до старения	после старения
ПЭНП без добавок	14,0	8,0
ПЭНП с добавками по 0,05 % (по массе) ФА и ДЭТК	19,8	18,0

Установленное возрастание электрических характеристик оптимально модифицированных пленок можно объяснить изменением физической структуры ПЭНП при введении добавок ФА и ДЭТК. Известно, что введение добавки в полимер приводит к образованию надмолекулярной организации в виде крупно- и мелкосферолитных полимерных структур [3]. В [4] показано, что наибольшая прочность неориентированного полимера обеспечивается при формировании в нем мелкосферолитной структуры, получаемой введением в расплав структурообразователей.

Разрушение неориентированного образца в основном происходит по границам сферолитных образований. Прочность этих областей зависит от количества проходных молекул, одновременно принимавших участие в кристаллизации двух соседних сферолитов [5]. Природа таких молекул зависит как от состава, так и от количества модифицирующих добавок. При увеличении размеров сферолитов увеличиваются промежутки между ними, что приводит к уменьшению количества проходных цепей и уменьшению прочности.

Исходя из вышеизложенного, обнаруженное нами увеличение электрофизических свойств при оптимальной модификации ПЭНП, возможно, объясняется формированием надмолекулярной организации в виде мелкосферолитных структур. На это также указывают результаты экспериментов по изучению электрической прочности пленки при оптимальной модификации ПЭНП (с добавками по 0,05 % ФА и ДЭТК) до и после электрического старения ($U_{ст}$=7 кВ, $t_{ст}$=15 ч) под воздействием разрядов в воздухе. Данные этих экспериментов приведены в таблице.

Как следует из таблицы, с введением в ПЭНП ФА и ДЭТК при электрическом старении значительно снижается скорость снижения электрической прочности пленки. Известно [2], что скорость уменьшения электрофизических характеристик полиэтилена низкой плотности при его электрическом старении в основном обусловлена окислительной деструкцией. В данном случае скорости снижения электрической прочности пленки ПЭНП с оптимальным количеством добавок при его старении еще раз указывают на образование плотно упакованных структур (мелкосферолитные организации), которые препятствуют диффузии кислорода и развитию ионизационных процессов при электрическом разрушении.

Выводы. 1. Выявлен максимум электрической прочности оптимально модифицированной пленки ПЭНП, зависящий от количества и состава рассмотренных низкомолекулярных органических добавок.

2. При оптимальной модификации пленки ПЭНП повышается его стойкость к воздействию электрических разрядов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Физика** твердого тела/ М. А. Багиров, Я. Г. Рагимов, Т. Ф. Аббасов, С. А. Абасов. 1973, т. 15, вып. 5.
2. **Багиров М. А., Малин В. П., Аббасов С. А.** Воздействие электрических разрядов на полимерные диэлектрики. — Баку: Элм, 1975.
3. **Новикова Л. Н., Лебедев Е. Д., Акутин М. С.** Модификация полимерных материалов. — В кн.: Сб. научных трудов. Рига, 1984.
4. **Соголова Т. И.** Механика полимеров. 1965, № 1.
5. **Высокомолекулярные** соединения/Л. А. Ганн, В. А. Марихин, Л. П. Мясникова, и др. т. 27, № 5.

[10.06.86]

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Дискуссии

УДК 621.372.001.24.001.8

Расчет электрических цепей с помощью топологических таблиц

(Статья Карепова А. Г. — «Электричество», 1985, № 10)

ФИЛАРЕТОВ В. В.

В обсуждаемой статье [1] рассмотрен метод расчета взаимных (без взаимоиндуктивностей) электрических цепей в символьной форме, предусматривающий использование шаблонов — определителей и алгебраических дополнений полных графов проводимостей. Известно, что результаты анализа электрической схемы в символьной форме, с одной стороны, обеспечивают наглядность вычислений (при ручных расчетах), а с другой стороны, прежде всего при оптимальном вынесении общих множителей за скобки, позволяют достить более высокой точности расчетов по сравнению с методами численного решения системы уравнений равновесия схемы.

Однако уже при анализе схем с пятью узлами (полный граф содержит 125 деревьев) использование методики [1] сопряжено с большим объемом вычислений. Для анализа же схем с шестью узлами (1296 деревьев) воспользоваться этой методикой в ручных расчетах практически невозможно из-за высокой вероятности ошибки. Ниже будут рассмотрены пути совершенствования указанной методики в направлении уменьшения громоздкости производимых выкладок, сокращения числа арифметических операций, минимизации вычислительной трудоемкости в целом, а также реализации на ЦВМ.

Уменьшить объем алгебраических выкладок и вычислительных операций возможно путем отказа от перечисления деревьев (2-деревьев), т. е. слагаемых определителей (алгебраических дополнений). При этом определитель и алгебраические дополнения (АД) записываются в форме с вынесенными общими множителями, получаемой по какому-либо способу разложения определителя (например, [2]). Нецелесообразно с точки зрения эффективности расчета получать симметричные АД из определителя, поскольку они являются, в свою очередь, определителями более простых графов [графов короткого замыкания (стягивания) соответствующих ребер]. Последнее избавит расчетчика от утомительного просмотра множества деревьев для выявления того или иного ребра. Данные меры позволяют увеличить компактность топологической таблицы [1] и уменьшить количество вычислительных операций при ее использовании.

Особо отметим, что число наиболее трудоемких операций (умножения) в формулах определителя и АД существенно зависит от применяемого способа разложения определителя [3] и для анализа полного графа целесообразно использовать специализированные методы, учитывающие его свойства [3—5].

Учет специфических свойств полного графа является потенциальным источником ресурсов увеличения эффективности алгоритмов его анализа. Так, результатом, произвольных преобразований полного графа, состоящих в объединении (замыкании) вершин, являются полные мультиграфы [3]. Отсюда следует, что $b(b-1)/2+b-3$ алгебраических дополнений топологической таблицы [1] избыточны, так как они могут быть получены изоморфными преобразованиями трех оставшихся АД (b — число ребер полного графа). Для этого достаточно воспользоваться несложным алгоритмом, удобным для ручных расчетов, предусматривающим частичную перенумерацию вершин полного графа и нахождение изоморфизма между ребрами полных графов с первоначальной и новой нумерациями вершин.

Исходные данные алгоритма:

индексы ребер i и j искомого АД (Δ_{ij});

формулы для АД Δ_{11}, Δ_{12}, Δ_{1b} (указанные АД взяты для определенности — вместо них могут быть использованы соответственно любое симметричное АД и два несимметричных АД: одно к паре ребер, имеющих общую вершину, другое к паре ребер без общей вершины);

рисунок полного графа с заданным числом вершин (при ручном расчете) или вектора, отображающие номера ребер в номера начальных и конечных вершин соответственно N и K (n_l, k_l, $l=\overline{1,\ b}$).

Алгоритм получения Δ_{ij} из Δ_{11}, Δ_{12}, Δ_{1b} содержит следующую последовательность шагов:

1. Если $i=j$, то перейти к п. 7.

2. Если ребра i и j имеют общую вершину ($n_i=n_j$), то перейти к п. 6.

3. Выполнить частичную перенумерацию вершин в полном графе: $n_1\to n_i$, $k_1\to k_i$, $n_b\to n_j$, $k_b\to k_j$.

4. Заполнить табл. 1.

Вторая графа табл. 1 заполняется с использованием рисунка графа или векторов N и K (алгоритмов перехода от номеров ребер полного графа к номерам начальных и конечных вершин [6]). Третья графа заполняется по данным второй графы с учетом частичной перенумерации вершин. Новые номера ребер получаются с помощью выбирающей функции [1] из данных третьей графы. В строках первой и четвертой граф табл. 1 содержится требуемая информация об изоморфном соответствии номеров ребер соответствующего базового АД (Δ_{11} или Δ_{12} или Δ_{1b}) номерам ребер искомого Δ_{ij}.

5. Получить Δ_{ij} из базового АД заменой номеров ребер на соответствующие им новые номера из четвертой графы табл. 1. Конец.

6. Выполнить частичную перенумерацию вершин в полном графе: $k_1\to k_i$, $k_2\to k_j$, $n_1\to n_i$. Идти к п. 4.

7. Выполнить частичную перенумерацию вершин в полном графе: $n_1\to n_i$, $k_1\to k_i$. Идти к п. 4.

Знаки слагаемых Δ_{ij} ($i\neq j$), имеющие отрицательные знаки, определяются согласно [1].

Вследствие того, что набор АД, необходимых для конкретной задачи анализа схемы, невелик, на практике, на наш взгляд, целесообразно применять компактную топологическую таблицу, содержащую только Δ, Δ_{11}, Δ_{12}, Δ_{1b}. При алгоритмизации метода топологических таблиц для ЦВМ эффективность использования компактной топологической таблицы очевидна, так как обеспечивается многократная экономия машинной памяти.

Рассмотрим пример, иллюстрирующий вышеприведенный алгоритм. Требуется получить Δ_{34} для полного графа проводимостей с четырьмя узлами. Ребра *3* и *4* полного графа не имеют общих вершин, поэтому выполняем перенумерацию его вершин согласно п. 3 алгоритма: $0\to 0$, $1\to 3$, $2\to 1$, $3\to 2$. Заполняем табл. 1 (табл. 2). Известно, что $\Delta_{16}=25-34$ [1]. Отсюда с учетом изоморфизма ребер (см. табл. 2) получаем $\Delta_{34}=16-25$ что соответствует [1].

Предложенные способы сокращения избыточности вычислений в методе топологических таблиц позволяют существенно повысить его эффективность как при ручных, так и при машинных расчетах электрических цепей.

Таблица 1

Первоначальные номера ребер	Бинарные отношения		Новые номера ребер
	Первоначальные номера вершин	Новые номера вершин	
1	2	3	4

Таблица 2

1	2	3	4
1	(0,1)	(0,3)	3
2	(0,2)	(0,1)	1
3	(0,3)	(0,2)	2
4	(1,2)	(3,1)	5
5	(1,3)	(3,2)	6
6	(2,3)	(1,2)	4

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

В заключение отметим следующее:

для экономичной реализации рассматриваемого метода расчета электрических цепей на ЦВМ потребуются алгоритмы перехода от кодов ребер к номерам начальных и конечных вершин [6];

в качестве избыточного графа при этом, наряду с полным графом [1, 6], может применяться ориентированный полный 2-мультиграф с петлями [6].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Карепов А. Г.** Расчет электрических цепей с помощью топологических таблиц — Электричество, 1985, № 10, с. 61—65.

2. **Мэзон С., Циммерман Г.** Электронные цепи, сигналы и системы/Пер. с англ. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1963. — 620 с.

3. **Филаретов В. В.** Метод разложения определителя ненаправленного графа по ребрам с максимальным участием/Ред. журн. «Изв. вузов. Радиоэлектроника». — Киев, 1985. — 10 с. — Деп. в ВИНИТИ 27.11.85, № 8184-В85.

4. **Филаретов В. В.** Экономичное разложение определителей графов проводимостей на цепные ветвящиеся произведения/Ред. журн. «Изв. вузов. Энергетика», 1986. — 9 с. — Деп. в ВИНИТИ 31.01.86, № 716-В86.

5. **Филаретов В. В.** Рекурсивные методы выражения определителя ненаправленного графа. — Теоретич. электротехника, 1986, вып. 40, с. 7—13.

6. **Филаретов В. В.** К цифровому моделированию электронных схем в топологическом базисе ветвей. — Электронное моделирование, 1985, т. 7, № 6, с. 92—94.

[19.04.86]

ТИМКИН Ю. В.

В статье [1] рассмотрен метод расчета электрических цепей с помощью топологических таблиц. Метод основан на использовании некоторой предварительной заготовки в форме таблицы, полученной автором путем анализа полного графа с числом узлов, равным четырем, и использовании разработанной им методики сопоставления схемы с полной схемой (графом) путем ее преобразования с целью вхождения в изоморфизм и установления тождественности.

При этом для достижения результата необходимо занумеровать узлы схемы, соединить узлы с недостающими ветвями фиктивными ветвями с нулевой проводимостью, по приводимой формуле определить новые индексы ветвей, установить положительное направление ветвей и источников, получить некоторое вспомогательное множество узлов и ветвей, записать отношение эквивалентности схем с учетом использования вспомогательного множества, записать выражения токов ветвей и, используя данные таблиц, раскрыть алгебраические дополнения в выражениях токов через проводимости ветвей преобразованной схемы. Затем необходимо осуществить переход к записи выражений токов через сопротивления ветвей и, наконец, по отношению эквивалентности перейти к окончательному выражению, в котором индексы сопротивлений соответствуют исходной схеме.

По-видимому, эта методика по сравнению с анализом классическими методами, включая и некоторые топологические методы, на которые ссылается автор, позволяет экономить время и уменьшить вероятность появления ошибок в процессе анализа. Однако при числе узлов схемы большем четырех, объем таблицы и выполняемых преобразований резко возрастает, и пользование методикой, предложенной в упомянутой статье, становится затруднительным.

Между тем существуют методы, с помощью некоторых удается анализировать весьма сложные схемы непосредственно по их виду, т. е. по схеме немедленно записывать выражения необходимых схемных функций, напряжений или токов, причем в большинстве случаев в окончательном виде (не содержащем взаимно уничтожающихся избыточных членов).

К таким методам относится чисто топологический метод [2], близкий к нему метод ненаправленных графов [3] и метод двунаправленных графов [4 и 5].

В основу всех этих методов положена универсальная топологическая формула, которая в одном из вариантов записи выглядит как

$$T=\frac{\Sigma P_k'\Delta_k'}{\Delta}, \qquad (1)$$

где T — передаточная функция цепи;

$$\Delta=\Sigma P_k\Delta_k \qquad (2)$$

— определитель цепи, P_k' — передача k-го пути от одного полюса источника возбуждения до другого, включающего ветвь, в которой определяется ток, равная произведению проводимостей ветвей пути; Δ_k' — алгебраическое дополнение к k-му пути, т. е. определить подцепи, образующийся из исходной путем закорачивания между собой всех узлов прямого пути; P_k — передача k-го пути между произвольно выбранной парой узлов цепи, равная произведению проводимостей ветвей пути; Δ_k — алгебраическое дополнение к k-му прямому пути между парой узлов; т. е. определить подцепи, образующейся при замыкании между собой всех узлов пути.

При образовании пути каждый узел может входить в путь не более одного раза.

Нахождение членов суммы для образования определителя производится при нулевых значениях напряжений и токов источников возбуждения цепи. Это означает, что источники напряжения (э.д.с.) должны быть закорочены, а источники тока разомкнуты или удалены из цепи.

При наличии нескольких источников возбуждения линейной цепи используется принцип суперпозиции.

В качестве примера произведем расчет по топологической формуле передачи (1) тока i_1 в цепи рис. 1, *а*, который приведен в примере расчета [1].

Перейдя от сопротивлений к проводимостям с сохранением позиционных обозначений (рис. 1, *б*), запишем согласно формуле (1) составляющую тока вначале от э.д.с. E_1, а затем от тока I_3.

Для этого необходимо пройти от положительного полюса источника E_1 до его отрицательного полюса всеми возможными путями, включая в эти пути ветвь с проводимостью Y_1, в которой протекает искомый ток и перемножить проводимости каждого из пройденных путей; после прохождения по элементам и узлам пути необходимо закоротить между собой все пройденные узлы, включая полюса источника. При этом проводимости, входящие в пройденный путь, закоротятся, и образуется подцепь, по которой должно быть найдено алгебраическое дополнение к пути для перемножения с передачей пути.

Переходя к анализируемой цепи, найдем, что одним из таких возможных путей является путь через проводимости Y_1, Y_4, Y_3, при закорачивании которых образуется подцепь, состоящая из параллельно соединенных ветвей Y_2 и Y_5, определитель которой равен сумме проводимостей Y_2+Y_5. Вторым и последним из возможных путей от положительного полюса источника E_1 до его отрицательного полюса через ветвь с током i_1 является путь, состоящий из проводимостей Y_1, Y_2, Y_5, Y_3, при закорачивании которых все элементы схемы, включая Y_4, оказываются закороченными, т. е. подцепь к пути отсутствует, и алгебраическое дополнение принимается равным единице. Числитель составляющей тока i_1 от э.д.с. E_1 оказывается, таким образом, равным $-E_1[Y_1Y_4Y_3(Y_2+Y_5)+Y_1Y_2Y_5Y_3]$ (знак минус вызван противоположными направлениями э.д.с. и тока в схеме).

Для нахождения ее знаменателя (определителя цепи) закоротим э.д.с. E_1 и разомкнем источник тока I_3 и, выбрав любую пару узлов (удобнее узлы *0* и *3*), осуществим через них прохождения всеми возможными путями, записывая каждый раз произведения проводимостей ветвей пути, закорачивая затем их и находя определители образующихся при этом подцепей.

Передача первого пути из узлов *0* в узел *3* равна Y_4; образующаяся при этом подцепь состоит из двух групп параллельно включенных проводимостей Y_2, Y_5 и Y_1, Y_3, определитель которой находится по той же формуле (2) путем прохождения через выбранные узлы, например, узлы *1*, *2*, что дает алгебраическое дополнение $(Y_2+Y_5)(Y_1+Y_3)$. Передача второго пути равна Y_2Y_5, а при закорачивании этих проводимостей остается подцепь в виде параллельного соединения ветвей с проводимостями Y_1 и Y_3, определитель которой согласно (2) равен сумме проводимостей Y_1+Y_3. Наконец, третий и последний путь проходит через проводимости Y_1 и Y_3, а подцепь к пути состоит из параллельного соединения проводимостей Y_2 и Y_5. В целом определитель цепи запишется с учетом найденных составляющих как

$$\Delta=Y_4(Y_2+Y_5)(Y_1+Y_3)+Y_2Y_5(Y_1+Y_3)+Y_1Y_3(Y_2+Y_5).$$

Аналогичным же образом можно найти составляющую от тока I_3, для которой надо получить лишь числитель (знаменатель Δ у нее общий с первой составляющей).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Числитель составляющей тока i_1, вызванной током I_3, будет $I_3\,[Y_4Y_1\,(Y_2+Y_5)+Y_5Y_2Y_1]$. При нахождении этой составляющей э. д. с. E_1 считалась равной нулю и короткозамкнутой.

В целом выражение для тока i_1 будет иметь вид

$$i_1=\{-E_1\,[Y_1Y_3Y_4\,(Y_2+Y_5)+Y_1Y_2Y_3Y_5]+I_3\,[Y_1Y_4\,(Y_2+ +Y_5)+Y_1Y_2Y_5]\}/[Y_4\,(Y_2+Y_5)\,(Y_1+Y_3)+ +Y_2Y_5\,(Y_1+Y_3)+Y_1Y_3\,(Y_2+Y_5)].$$

Если перейти к сопротивлениям, то нетрудно увидеть, что выражение для i_1 полностью совпадает с выражением в [1], но оно более компактно и не содержит избыточных членов. Для записи таких выражений непосредственно по схеме нет необходимости проводить рассуждения в том объеме, в каком мы выше провели их с целью пояснений, а все необходимое время (около одной минуты) необходимо разве лишь на написание на бумаге выражения тока, так как такая задача для использованной методики чрезвычайно проста.

Если ту же задачу решать с помощью двунаправленных графов, то отпадает необходимость перехода к проводимостям, а анализ можно проводить по имеющейся схеме и сразу записать:

$$i_1=\{-E_1\,(R_4+R_5+R_2)+I_3\,[R_3(R_2+R_5)+R_4R_3]\}/[(R_2+R_5)\times \times(R_1+R_3)+R_4\,(R_1+R_3)+R_4\,(R_2+R_5)].$$

Здесь использовалась та же формула, только ввиду того, что параметры схемы выражены сопротивлениями, передачи путей записывались как сопряженные, т. е. перемножались не параметры проходимых ветвей, а ветвей, закорачиваемых в процессе прохождения, т. е. их сопротивления, исключая сопротивления проходных ветвей.

Так, при нахождении членов в квадратной скобке при E_1 осуществлялось прохождение по тем же путям, что и выше, т. е. от положительного полюса источника E_1 к его отрицательному, и перемножались сопротивления, которые при этом закорачивались. При прохождении по пути $R1$, $R2$, $R5$, $R3$ закорачивается сопротивление $R4$, которое и надо записать в квадратную скобку.

Прохождение по пути $R1$, $R2$, $R3$ не приводит к закорачиванию сопротивлений, т. е. передача пути равна единице, но приводит к образованию подсхемы в виде параллельно соединенных сопротивлений $R2$ и $R5$. Для нахождения определителя этой подсхемы, являющегося алгебраическим дополнением к пройденному пути, необходимо вначале пройти по ветви с сопротивлением $R2$, что приводит к закорачиванию сопротивления $R5$, а затем по ветви с сопротивлением $R5$, что приведет к закорачиванию сопротивления $R2$. В результате алгебраическое дополнение оказывается равным сумме $R5$ и $R2$, а содержимое квадратной скобки при E_1 — равным $R4+1\,(R5+R2)$.

Содержимое квадратной скобки при I_3 находится подобным же образом. Осуществляется прохождение при закороченной э. д. с. E_1 от положительного зажима источника тока к отрицательному зажиму по пути $R4$, $R1$, что дает величину передачи пути, равную закорачиваемому сопротивлению $R3$, и подсхему в виде параллельно включенных сопротивлений $R2$ и $R5$, определитель которой равен сумме $R2$ и $R5$. Далее прохождение производится вторым возможным путем через сопротивления $R5$, $R2$ и $R1$, что дает передачу, равную $R4\,R3$. В целом содержимое квадратной скобки при I_3 оказывается равным $R3(R2+R5)+ +R4R3$. Знаменатель выражения находится аналогичным образом, т. е. прохождением, например, между узлами *3* и *0* при закороченной э. д. с. E_1 и разомкнутом источнике тока I_3.

Затраты времени на запись выражения непосредственно по схеме составляют при этом около минуты.

С помощью двунаправленных графов можно анализировать цепи, элементы которых выражены как сопротивлениями, так и проводимостями, в том числе с взаимной индуктивностью и наличием активных элементов (электровакуумных ламп, транзисторов, операционных усилителей, активных фильтров и т. п.). Эффективность анализа столь же высока, что и в вышеприведенном примере.

Анализ же по предложенной в [1] методике, хотя и формализован, но на него затрачивается неизмеримо бо́льшее время, полученные выражения не носят окончательного характера и содержат избыточные члены. Кроме того, анализ может производиться только с обратимыми элементами без взаимоиндуктивностей, т. е. под него не подпадают цепи, содержащие активные элементы и цепи, содержащие трансформаторы и связанные контуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Карепов А. ;Г.** Расчет электрических цепей с помощью топологических таблиц. — Электричество, 1985, № 10, с. 61—65.

2. **Мэзон С., Циммерман Г.** Электронные цепи, сигналы, системы: Пер с англ./Под ред. П. А. Ионкина. М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1963. — 620 с.

3. **Бессонов Л. А.** Линейные электрические цепи. — М.: Высшая школа, 1968. — 256 с.

4. **Робишо Л., Буавер М., Робер М.** Направленные графы и их приложение к электрическим цепям и машинам: Пер с фр./Под ред. Э. М. Пейсаховича. — М. — Л.: Энергия, 1984. — 248 с.

5. **Тимкин Ю. В.** Анализ электронных схем методом двунаправленных графов. — М.: Энергоатомиздат, 1985—256 с.

[09.06.86]

УДК 621.317.333:621.316.1

Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью

(Статья Цапенко Е. Ф., Случевского Ю. Н., Чучелова Д. Н. — «Электричество», 1982, № 8)

Ответ авторов

В журнале «Электричество», 1984, № 9 был напечатан отклик Шурина Э. С., который подтвердил актуальность и интерес читателей журнала «Электричество» к поднятым в статье [1] вопросам электробезопасности. Однако подход Э. С. Шурина, на наш взгляд, имеет ряд недостатков, затрудняющих практическое использование.

В основном разработка методов расчета, основанных на косвенных измерениях, ведется по соображениям, направленным на использование наименьшего числа измерений. Это объясняется тем, что, во-первых, каждое измерение само по себе вносит погрешность в конечный результат за счет измерительных средств, и, во-вторых, не исключено, что в промежутках между измерениями произойдет изменение искомых параметров сети относительно земли за счет коммутаций, повреждений и т. д. В этом случае определяемые расчетом искомые параметры будут отличаться от истинных на неопределенные величины.

В связи с этим при создании метода [1] мы руководствовались стремлением использовать в окончательных зависимостях наименьшее число измеряемых величин, что позволяет обеспечить наименьшую погрешность при вычислениях. Нами была выведена зависимость напряжения смещения нейтрали $\vec{U}_N$ в функции двух напряжений относительно земли U_B и U_C, а не трех (U_A, U_B, U_C), как это предлагает Э. С. Шурин, а решение системы уравнений окружностей [1] в виде $\vec{U}_N=f\,(U_A, U_B, U_C)$ по существу эквивалентно выведенным нами зависимостям, но требует использования двух лишних измерений U_A и U'_A, приводящих к значительно большей погрешности определения искомых параметров.

Далее Э. С. Шурин проводит расчет b_Σ, $g_\Sigma=f U_i$, U'_i. (где $i=A, B, C$), изложенный в [2], после чего, решая систему линейных уравнений 4-го порядка, приводит окончательные расчетные соотношения в виде r_i, $b=f\,(b_\Sigma, g_\Sigma, U_i)$.

Нельзя согласиться с его утверждением о том, что значение параметров изоляции отдельных фаз относительно земли нужно в основном для того, чтобы определить токи утечки. Вопросы определения токов утечки к нашей статье [1] прямого отношения не имеют, и нами в этой статье не рассматривались.

Также нельзя согласиться с его мнением относительно

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

«неоднозначности» решения по предложенной нами методике. Порядок измерений и расчета параметров изоляции фаз относительно земли [1] по сути своей обеспечивает правильное решение рассмотренного нами вопроса. Предложенная методика апробирована как в условиях лаборатории кафедры электротехники Московского горного института, так и в условиях производства на открытых горных разработках, в строительстве, на объектах нефтяной и газовой промышленности [3, 4].

В заключение отметим, что в [1] не было приведено решение системы линейных алгебраических уравнений четвертого порядка в связи с тем, что решение вопроса определения параметров изоляции отдельных фаз относительно земли ориентировано нами на использование современных средств микропроцессорной техники [4] и стандартного математического обеспечения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Цапенко Е. Ф., Случевский Ю. Н., Чучелов Д. Н.** Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолидованной нейтралью. — Электричество, 1982, № 8.

2. **Цапенко Е. Ф., Случевский Ю. Н., Чучелов Д. Н.** Определение активного сопротивления изоляции и емкости сетей 6—35 кВ относительно земли при помощи вольтметров контроля изоляции. — Промышленная энергетика, 1982, № 1.

3. **Цапенко Е. Ф., Чучелов Д. Н., Кудрявцев А. С.** Временные указания определения параметров изоляции на объектах Главмоспромстройматериалов. — М.: Стройматериалы, 1984.

4. **Чучелов Д. Н.** О новой технике для исследования параметров электрических сетей. — Экспресс-информация. Охрана труда на строительстве объектов нефтяной и газовой промышленности, 1983, № 3.

ЦАПЕНКО Е. Ф., СЛУЧЕВСКИЙ Ю. Н., ЧУЧЕЛОВ Д. Н.

ОТ РЕДАКЦИИ

Публикацией ответа авторов редакция журнала «Электричество» заканчивает дискуссию по статье Цапенко Е. Ф., Случевского Ю. Н., Чучелова Д. Н. «Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью» («Электричество», 1982, № 8).

Статья и отклик Э. С. Шурина основаны на двух несколько различающихся подходах к экспериментальному определению электрических параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью: в статье — при наименьшем возможном числе измерений с последующим расчетом, включающим решение системы линейных алгебраических уравнений (в перспективе с применением микропроцессоров); в отклике — при увеличении числа измерений на два и с последующим расчетом по простейшим формулам. Оба подхода имеют одинаковые права на существование, а преимущество одного из них может быть установлено лишь на основании опыта их широкого использования при эксплуатации сетей.

ЧИТАТЕЛЬСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

2 октября 1986 г. в Таллине, в Республиканском доме изобретателя и рационализатора состоялась читательская конференция журнала «Электричество», организованная Таллинским политехническим институтом.

В конференции, основная цель которой — расширить круг авторов и читателей «Электричества» из прибалтийских республик, приняли участие ученые и инженеры местных вузов, НИИ и предприятий — специалисты в области энергетики, электротехники, электроники.

Об истории журнала, его тематике, работе редколлегии и редакции рассказал главный редактор, проф. Мамиконянц Л. Г.

На вопросы присутствовавших на конференции ответили члены редколлегии журнала, сотрудники редакции.

В выступлениях были высказаны предложения по улучшению деятельности журнала.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество» благодарят всех участников конференции и особенно ее организаторов — сотрудников Таллинского политехнического института (председатель Оргкомитета — к. т. н. Лаугис Ю. Я.).

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Хроника

УДК 061.3:537.5.001.57

Моделирование газоразрядных процессов в прикладных задачах электрофизики и техники высоких напряжений

(совместное расширенное заседание IV секции Научного Совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики» и Всесоюзного семинара «Проблемы оптимизации передачи электрической энергии переменным током», 16—17 июня 1986 г., Москва)

В работе заседания принимали участие более 70 представителей 17 организаций из 7 городов страны. Было заслушано и обсуждено около 30 докладов и сообщений. Обсуждения велись в трех основных направлениях.

Экспериментальные исследования газовых процессов. В одной из работ исследовалась феноменология незавершенных разрядов в атмосферном воздухе при воздействии волны 300/10000 мкс амплитудой 3 МВ положительной полярности. Разряды формировались с экрана ГИН-7,0 при средней напряженности поля на экране 15 кВ/см. Производилась хронографическая, подкадровая и статическая фотосъемка излучения, осциллографировался ток лидера. Длина лидеров составляла 12—25 м, линейный заряд 30—40 мкКл/м, средняя скорость движения примерно $2 \cdot 10^4$ м/с.

Были приведены результаты экспериментальных исследований лидерного разряда в воздушных промежутках «тороид—плоскость» и «стержень—плоскость» с межэлектродными расстояниями до 25 м. Вольт-временные характеристики указанных промежутков определялись при приложении положительных апериодических импульсов напряжения с длительностью фронта $T_ф$=2; 15; 300 и 1200 мкс при неизменной длительности импульса $T_и$=7500 мкс. На основании полученных данных обсуждается применимость существующих полуэмпирических методов расчета электрической прочности изоляционных промежутков ВЛ и подстанций УВН.

Обсуждались проблемы формирования высоковольтного объемного разряда. Показано, что формирование объемного разряда в смесях CO_2 : N_2 : He с легко ионизирующейся добавкой можно осуществлять в два этапа. На первом этапе за счет вспомогательного разряда за катодом—сеткой в основной объем разряда катод—анод вводятся электроны. После этого на основной промежуток подается импульс напряжений. Для обоих выше указанных этапов разряда характерна квазистационарная полка, т. е. существование такого промежутка времени Δt, в течение которого падение напряжения и ток квазистационарны.

Представляет интерес решение уравнений переноса газового разряда в стационарном случае. Предложено приближенное аналитическое решение этих уравнений.

В другой работе приведены результаты измерения коэффициентов диссоциативной и тройной электрон-ионной рекомбинации в слабоионизированной плазме CO_2 при различных значениях внешнего электрического поля. Проведен расчет зависимости этих коэффициентов от характеристической энергии электронов с учетом неравномерности функции распределения электронов по энергиям. Получено хорошее согласие между результатами расчета и экспериментальными данными.

Рассматривались также результаты экспериментального исследования характеристик вакуумных разрядов, инициированных импульсной десорбцией газа с локальных (площадью не более 10^{-3} см^2) участков электродной поверхности, моделирующих десорбционный механизм вакуумного пробоя. Импульсная десорбция газа осуществлялась с помощью лазерных импульсов.

Показано, что в техническом вакууме импульсная десорбция газа с участков поверхности указанной площади устойчиво инициирует пробой вакуумного промежутка при напряжениях в несколько раз меньше напряжения самопробоя. Для анодного инициирования вакуумного пробоя этого недостаточно, необходимо возникновение паров материала анода.

Полученные экспериментальные данные подтверждают предположение о том, что инициирование электрического пробоя в техническом вакууме связано с первоначальной десорбцией газов и паров загрязнений с микроскопических участков поверхности катода.

Теоретическое исследование процессов в газах. Много докладов было посвящено теоретическим вопросам газового разряда, в том числе разряда по поверхности твердых диэлектриков.

Рассматривались механизмы ионизации (прямой и ступенчатой ионизации молекул электронным ударом, ассоциативной ионизации при столкновениях тяжелых частиц, фотоионизации), существенных в различных типах разрядов в воздухе. Представлен набор реакций с участием отрицательных ионов, позволяющий описать характеристики слаботочных разрядов.

Процесс образования и движения ударной волны и плазмы канала импульсной дуги в плотных газах описывается системой уравнений газовой динамики. В одной из работ дано автомодельное приближение решения такого уравнения. Возникающие газодинамические режимы оказывается возможным уподобить режимам распространения фронтов детонации и медленного горения горючих газов. В другой работе анализировалось воздействие потока излучения на газовую среду с нелинейным коэффициентом поглощения, появление в среде максимума давления, движение которого описывается моделью проницаемого поршня, чем и объясняется существование оболочки в импульсной дуге.

В ряде работ были рассмотрены проблемы развития стримера, лидера и стримерно-лидерного перехода.

Расчетом получены параметры стримеров, распространяющихся от анода. Результаты расчетов позволяют объяснить ряд экспериментальных фактов: образование и движение вторичного стримера, продвижение стримера после снятия напряжения, преобразование стримера в искровой канал в коротких промежутках. Дальнейшее усовершенствование принятой модели видится в учете ветвления.

Расчеты напряженности поля в канале лидера хорошо согласуются с экспериментальными данными. Результаты показывают, что состояние характерного для электрической дуги, по крайней мере в течение времени от 10 до 1000 мкс при изменении тока от 5 до 0,5 А.

В одной из работ показано, что формирование лидерного канала обусловлено тепловым расширением газа наиболее прогретого стримерного канала. Расширение газа (уменьшение плотности) приводит к росту приведенного значения напряженности электрического поля и развитию ударной ионизации в канале стримера. Образующаяся при этом плазма имеет значительно большее время жизни, чем плазма начальных стримеров.

Рассматривался стримерный разряд в воздушных промежутках сантиметровой длины. Расчетами показано, что замыкание стримерами промежутка не является достаточным критерием нарушения электрической прочности. Трансформация стримера в искровой канал происходит при достижении приведенной напряженности поля в канале значений, необходимых для поддержания стационарного состояния, что вызывает в итоге лавинообразное нарастание концентрации электронов. Повышение приведенной напряженности поля в канале обуславливается разогреванием газа током стримера, повышением температуры и уменьшением концентрации молекул. Предложена методика расчета статистических характеристик разрядных напряжений, включающая определение минимальных разрядных напряжений по условию трансформации стримера в искровой канал и статистических характеристик времени запаздывания стримерной короны.

Несколько работ было посвящено вопросам применения газового разряда в электрофизических устройствах. В одной из них отмечается, что анализ мощных импульсных устройств затруднен отсутствием достаточно простых и эффективных математических моделей таких существенных элементов, как коммутаторы тока (разрядники и прерыватели). Обсуждался перспективный класс полуэмпирических моделей подобных устройств, структура которых обращает общие закономерности происходя-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

щих процессов, а неизвестные параметры моделей идентифицируются в ходе специально поставленных экспериментов.

В другой показано, что инициирование разряда в тригатронах обусловлено усилением поля у кончика управляющего электрода. Развитие разряда происходит подобно импульсному пробою в сильно неоднородных полях и начинается со стримерной короны. Дальнейшее развитие разряда определяется процессами в каналах стримеров.

Анализ уравнения непрерывности электронов в каналах стримеров при известных продольном электрическом поле, плотности тока показывает, что изменение плотности электронов (при $t \leqslant 10^{-6}$ с) определялось средней напряженностью электрического поля в стримерах (E_c). При $E_c > 25$ кВ/см один из стримеров преобразуется в разрядный канал. В случае $E_c < 25$ кВ/см разрядный канал возникает при расширении каналов стримеров. Один из докладов был посвящен численному методу (Монте — Карло) исследования процессов ионизации и применения на начальной стадии электронной лавины в SF_6 и He. Показано влияние начального разделения электронов и «убегания» электронов при высоких значениях E/p.

Для формирования мощных наносекундных импульсов с токами $\geqslant 10^5$ А перспективен многоканальный разряд накопительных водяных линий, осуществляемый в сжатом газе. Прогнозирование оптимальных условий формирования импульсов этим методом обеспечивается моделированием переходного процесса на основе решения уравнений Максвелла с учетом переходного сопротивления разряда в каждом канале. Развиты численные методы решения уравнений Максвелла для переходного процесса в длинных линиях. В ряде работ приведены результаты исследования управляемого пробоя в N_2 и SF_6 при осциллографировании и подкадровой теневой съемке. Развит метод определения параметров формулы сопротивления искры из экспериментов без учета и с учетом индуктивности. Обобщена модель коммутации путем параллельного развития объемного и искрового разряда. Объяснена ступенчатая коммутация в SF_6.

В одном из докладов приведены основные параметры скользящего разряда по поверхности диэлектрика в воздухе, элегазе, инертных газах, при воздействии импульсов нано-микросекундного диапазона. Указаны отличия между скользящим и чисто газовым разрядом. Даны условия самостоятельности скользящего разряда, приведена феноменология его развития при отрицательной и положительной полярности, обсуждены известные математические модели, влияние высокой напряженности в головке разряда, роль убегающих электронов, вторично-эмиссионных процессов из диэлектрика.

Группа докладов посвящена длинным воздушным промежуткам и молнии. Приведены результаты измерений полных зарядов, образующих в процессе развития пробоя длинных воздушных промежутков провод — земля, при воздействии коммутационных импульсов перенапряжений положительной полярности. Измерения выполнены на опытном пролете при числе составляющих в фазе от 1 до 16 и при изменении изоляционного промежутка от 1 до 7 см. По этим данным расчетным путем определены длины стримерных зон и распределение напряженности электрического поля. Сформулирован критерий для расчета 50 %-ных разрядных напряжений длинных промежутков, применяемых в сетях УВН.

Дискутировались вопросы построения оптимизационной модели, описывающей процесс развития разряда во времени и пространстве. Модель должна описывать лидерный канал, переход стримерлидер, стримерную зону и учитывать влияние объемного заряда. Названные элементы разряда должны описываться с помощью внешних характеристик. Динамика процесса определяется на основе анализа электрического поля. Предложена модель лидера многометровой искры, в которой он рассматривается как система с распределенными нелинейными параметрами. Определен оптимальный режим распространения лидера, приводящий к минимальным значениям электрической прочности воздушного промежутка, показана и объяснена резкая зависимость электрической прочности промежутков длиной в десятки метров от длительности импульса напряжения. Рассмотрены расчетные модели переходной «сквозной» фазы лидера, процесса нейтрализации заряда чехла лидера, изменения проводимости канала лидера от протекшего заряда. Полученные соотношения введены в телеграфные уравнения, описывающие волновой процесс главной стадии.

Численным решением определены характеристики процесса главной стадии: ток на землю, распределение тока и мощности потерь в канале и т. п. Оценено сопротивление молнии, убывающее от 2000 до 400 Ом с ростом амплитуды тока.

Обнаружено ускорение волны тока на фронтовой части импульса тока и замедление на «хвосте», характер которого может быть выявлен по импульсам электромагнитного поля молнии.

Специальная работа посвящена методике оценки эквивалентного сопротивления молнии, основанного на решении приближенных квазилинейных дифференциальных уравнений в частных производных. Это сопротивление изменяется в весьма широких пределах при нарастании тока молнии на фронте импульса.

Приведенные в работе методики и результаты численных расчетов дают возможность полнее отразить физические процессы главного разряда молнии, чем это удается при представлении молнии в виде источника тока с бесконечно большим или с конечным постоянным сопротивлением.

Исследование электрофизических процессов в жидких и твердых диэлектриках. В ряде докладов получены уравнения энергии для жидких и твердых диэлектриков при учете произвольной зависимости диэлектрической проницаемости от плотности и температуры. Получено аналогичное уравнение для проводящей среды при учете произвольной зависимости магнитной проницаемости от тех же аргументов. При выводе уравнений используется соотношение Гиббса и переопределяются все термодинамические величины на случай учета электрического поля. В электрогидродинамическом приближении переопределяется также вектор потока энергии.

Установлено, что три возможные формы для дифференциала внутренней энергии, включающие электрическое поле, обеспечивают условия устойчивости, системы, но не являются эквивалентными. Получены условия термодинамической устойчивости диэлектриков, более сильные, чем условия Ландау. Установлено, что если связь диэлектрической проницаемости диэлектрика с его плотностью и температурой остается аналитической в окрестности критической точки, то включение достаточно сильного электрического поля меняет критические индексы до значений теории Ландау. Понижение уровня флуктуаций в диэлектрике под действием электрического поля обусловлено ориентирующим характером его воздействия на молекулы диэлектрика.

В работе заседания анализировались существующие теоретические представления и известные экспериментальные данные о механизме импульсного электрического пробоя жидкой изоляции, обсуждались новые электрооптические методики исследования импульсной высоковольтной электропроводности диэлектриков. Впервые получены данные о пространственно-временной картине инжекции носителей зарядов с катода и анода в полярные и неполярные жидкости, обсуждались возможные механизмы генерации носителей зарядов по действием сильного электрического поля и условия возникновения разряда.

Рассмотрено влияние переходного слоя металл-диэлектрик на распределение электрического поля в плоском конденсаторе проанализирован обедненный и обогащенный основными носителями контакт. На примере воды рассчитаны динамики поведения поля в слое на фронте косоугольного импульса, определена проверка к полю, обусловленная эффектом диэлектрического насыщения среды при различных состояниях границы, рассмотрена оболочечная модель положительного стримера. Показано, что скорость развития стримера 10^7 см/с соответствует концентрации инжектированного заряда на уровне 10^{14} 1/см^3.

Обсуждались также прикладные вопросы электроимпульсного процесса разрушения, который является вероятностным полумарковского типа. Описать закономерности, присущему, в виде аналитических выражений не представляется возможным. Единственный путь — моделирование его на ЭВМ, что сводится к разработке статистических функций: разлома, отбора и отсева. На основе этих функций разработан алгоритм расчета закономерностей процесса. Экспериментальные исследования, проведенные на различных материалах, подтвердили адекватность модели электроимпульсного разрушения твердых тел.

Участники расширенного заседания считают, что должны быть продолжены исследования по обсуждаемым вопросам. Полезность заседания, наметившего пути дальнейших исследований, не подлежит сомнению.

Базелян Э. М., доктор техн. наук,
Дащук П. Н., доктор, техн. наук,
Бранденбургский В. А., канд. техн. наук,
Халилов Ф. Х., канд. техн. наук

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Хады Сабирович Валеев

(К 80-летию со дня рождения)

3 декабря 1986 г. исполнилось 80 лет со дня рождения крупного специалиста в области электротехнических материалов, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, лауреата Государственной премии СССР, доктора технических наук, профессора Х. С. Валеева — старшего научного сотрудника отдела керамических диэлектриков, полупроводников и электрофизических исследований Всесоюзного научно-исследовательского института электрокерамики, члена КПСС с 1928 г., участника Великой Отечественной войны.

После окончания в 1931 г. физико-технического отделения Восточно-педагогического института в Казани Х. С. Валеев поступил в аспирантуру Энергетического института им. Г. М. Кржижановского и в 1936 г. защитил кандидатскую диссертацию, которая была посвящена изучению индуцированного грозового перенапряжения и защите ЛЭП от них с помощью заземленных тросов. Такая работа в то время имела важное народнохозяйственное значение.

Дальнейшие исследования Х. С. Валеева были направлены на изучение параметров молнии при прямом ударе ее в ЛЭП, а также процессов, протекающих при растекании токов молнии в земле через протяженные заземлители. Им впервые были получены осциллограммы токов прямого удара молнии.

В 40-е годы он занимался исследованиями и разработкой новых видов электрокерамических материалов для решения ряда актуальных народнохозяйственных задач в связи с созданием нового электротехнического и радиотехнического оборудования. В частности, при его непосредственном участии была разработана и исследована серия высокочастотных керамических материалов и технология изготовления из них изделий с заранее заданными свойствами. Эта работа в 1949 г. была отмечена премией Совета Министров СССР.

На основе теоретических и экспериментальных исследований Х. С. Валеева и установленных им фундаментальных закономерностей в области электрофизики диэлектрических и полупроводниковых керамических материалов создана широкая гамма новых электроизоляционных, электровакуумных, конденсаторных, сегнетоэлектрических, пьезоэлектрических и полупроводниковых материалов, с применением которых были разработаны конструкция и технология конденсаторов, пьезоэлементов и резисторов различного назначения.

Для изготовления резисторов с высокой нелинейностью Х. С. Валеевым с сотрудниками был создан новый класс материалов с нелинейной ВАХ на основе оксида цикла с добавкой различных оксидов, способных образовать потенциальные барьеры в виде соединения с кристаллической структурой типа шпинели. Аналогичные материалы появились за рубежом спустя много лет. В настоящее время почти во всех странах мира в аппаратах ОПН для всех классов напряжения применяются в качестве нелинейного элемента материалы на основе оксида цинка.

Научно-теоретические и экспериментальные исследования и получившие промышленное освоение с большим экономическим эффектом разработки Х. С. Валеева были высоко оценены партией и правительством. В 1952 г. ему была присуждена Государственная премия СССР, другие труды были отмечены правительственными наградами.

В 1969 г. Хады Сабирович после защиты обобщенного доклада на весьма широкую тему «Изыскания, исследования и разработки электротехнической керамики для электропромышленности» стал доктором технических наук, в 1972 г. ему было присвоено ученое звание профессора, в 1978 г. за заслуги в создании современных видов электроизоляционных, конденсаторных и полупроводниковых материалов, активную научно-общественную работу и педагогическую деятельность Президиума Верховного Совета РСФСР присвоил Х. С. Валееву почетное звание заслуженного деятеля науки и техники РСФСР.

Хады Сабирович — автор большого числа изобретений, оформленных авторскими свидетельствами; он имеет также более 140 опубликованных научных трудов, является одним из старейших авторов журнала «Электричество».

Помимо большой научно-производственной работы Х. С. Валеев занимался подготовкой научных и инженерных кадров в Московском энергетическом институте и успешно осуществляет руководство аспирантами во ВНИИэлектрокерамики.

Группа товарищей и учеников

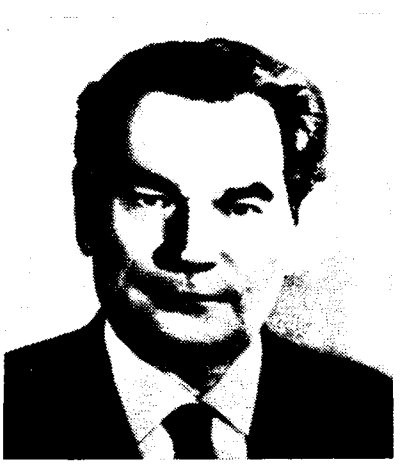
Иван Матвеевич Постников

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет известному ученому в области электромашиностроения и энергетики, члену-корреспонденту АН УССР, доктору технических наук, профессору, члену КПСС с 1928 г. Ивану Матвеевичу Постникову.

После окончания Ленинградского политехнического института в 1932 г. И. М. Постников был оставлен в аспирантуре. Под руководством профессора М. П. Костенко в 1936 г. защитил кандидатскую диссертацию по проблеме получения больших величин кратковременной электромагнитной мощности.

Теоретические исследования в области нагрева электрических машин и большой экспериментальный материал, полученный при испытаниях гидрогенераторов Дзорагэс (Армения), легли в основу докторской диссертации Ивана Матвеевича, которую он защитил в 1943 г.



В период 1943—1955 гг. И. М. Постников продолжал заниматься исследованиями в области нагрева электрических машин, связывая эти работы с проблемами расчета параметров, проектирования и экономики в электромашиностроении. Длительная работа в этом направлении завершилась изданием фундаментального труда «Проектирование электрических машин» (1952 г.), монографии «Выбор оптимальных размеров в электрических машинах» (1952 г.), ряда статей. Книга «Проектирование электрических машин» стала настольной для инженеров-электромехаников и студентов старших курсов данной специальности.

Научно-педагогическую деятель-

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

ность, начатую в Ленинградском политехническом институте, И. М. Постников продолжил с 1950 г. в Киевском политехническом институте, в котором в течение 20 лет руководил кафедрой электрических машин.

Наиболее полно научно-исследовательская деятельность И. М. Постникова развернулась в Институте электродинамики АН УССР с 1954 г. С 1964 г. он является заведующим Отделом генерирования переменного тока. Под его непосредственным руководством разрабатывались проблемы теории и расчета электромагнитных полей и потерь в мощных турбогенераторах, проблемы создания принципиально новых типов и источников энергии (МГД-генераторы, асинхронные турбогенераторы, криотурбогенераторы).

И. М. Постниковым обоснован и разработан ряд принципиально новых идей асинхронных (асинхронизированных) турбогенераторов для энергоблоков перспективных тепловых и атомных электростанций. В настоящее время первый асинхронизированный турбогенератор мощностью 200 МВт введен в опытно-промышленную эксплуатацию на Бурштынской ГРЭС.

По результатам исследований И. М. Постникова и его учеников опубликованы монографии «Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов» (1971 г.), «Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов» (1977 г.) и др.

Большая работа по чтению курса лекций по специальной части теории электрических машин завершилась изданием учебника «Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин», который выдержал два издания и в 1976 г. был удостоен Государственной премии УССР в области науки и техники. Иван Матвеевич подготовил и прочитал для студентов электротехнического факультета курс «Введение в специальность», вышедший также в виде учебника.

И. М. Постников — автор более 150 научных трудов и изобретений.

Комсомольский активист с 1919 г., И. М. Постников постоянно совмещает научную и общественную работу. Он — член многих научно-технических и методических советов, активно работает с молодежью — более 70 его учеников защитили кандидатские диссертации, 8 — докторские. Они являются достойными продолжателями идей своего учителя.

Желаем Ивану Матвеевичу крепкого здоровья и дальнейших успехов.

Группа товарищей и учеников

Георгий Левонович Арешян

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения одного из ведущих ученых в области электрических машин, члена-корреспондента АН Арм. ССР, доктора технических наук, профессора Георгия Левоновича Арешяна.

После окончания электротехнического факультета Ереванского политехнического института им. К. Маркса в 1949 г. Г. Л. Арешян был направлен в аспирантуру Московского энергетического института. Успешно завершив учебу в аспирантуре, в 1953 г. он защитил кандидатскую диссертацию на тему «К теории асинхронного двигателя с монолитным ротором».

В 1953—1986 гг. Георгий Левонович работал в Ереванском политехническом институте. Благодаря его усилиям быстро окрепла кафедра автоматики и вычислительной техники (в дальнейшем переименована в кафедру автоматики и телемеханики), которую он возглавил со дня ее основания. Теперь это одна из ведущих кафедр института.

Одновременно с учебно-педагогической работой Георгий Левонович ведет большую научно-исследовательскую работу.

В 1961 г. доц. Г. Л. Арешян стал проректором института по научной работе, продолжая возглавлять кафедру, вести основные профилирующие лекционные курсы, дипломное проектирование, руководить аспирантами.

В 1976 г. Г. Л. Арешян защитил докторскую диссертацию «Теория установившихся и переходных процессов однофазных индукторных машин с пульсирующим потоком». В 1982 г. он избран членом-корреспондентом АН Арм. ССР.

С 1985 г., оставаясь проректором по научной работе, Георгий Левонович возглавляет кафедру электрических машин, где ведет работы по робототехнике и емкостным генераторам высокого напряжения, руководит отраслевой лабораторией высокоскоростного наземного транспорта.

Г. Л. Арешян является автором более 60 печатных трудов по вопросам теории и практики электрических машин и электромашинной автоматики.

Яркая научно-исследовательская и педагогическая деятельность Георгия Левоновича получила достойное признание. Он является членом научно-методической комиссии Минвуза СССР по автоматике и телемеханике, членом координационного Совета Минвуза СССР по проблеме «Роботы, манипуляторы и шагающие машины».

В мае 1986 г. Г. Л. Арешян назначен академиком-секретарем отделения физико-технических наук и механики АН Арм. ССР.

Г. Л. Арешян — член КПСС с 1948 г. Многократно избирался членом парткомитета института, председателем участковых и окружных комиссий по выборам народных депутатов.

Г. Л. Арешян является председателем Республиканского Совета по научно-исследовательской работе студентов (НИРС), членом президиума Всесоюзного Совета по НИРС Минвуза СССР, председателем Республиканского правления НТО приборпром.

Многогранная деятельность Г. Л. Арешяна отмечена Почетной Грамотой Верховного Совета Арм. ССР, медалью «За доблестный труд», благодарностью Минвуза СССР.

Объемность познаний, неиссякаемый интерес ко всему новому, максимальная требовательность к себе и окружающим — именно эти качества снискали Г. Л. Арешяну заслуженный высокий авторитет среди коллег, сотрудников и учеников.

Группа товарищей и учеников

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1986 г.

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА		
Григорьев А. В. — Выбор параметров согласующего кабельного трансформатора в цепи емкостного накопителя энергии	1	72
Карташян В. О., Шведчикова И. А. — К расчету поля в электромагнитных системах для сепарации слабомагнитных материалов	1	74
Лейтес Л. В., Порудоминский В. В. — О компенсации активного сопротивления в поперечном звене фильтра	1	75
Колев Л. В. — Понятие сепарабельности нелинейных уравнений резисторных цепей	2	70
Бойденко В. С. — Особенности частных петель гистерезиса двух типов	2	73
Савиновский Ю. А., Курганов С.А., Кайнов А. П. — Применение метода независимых потоков для анализа электрических цепей	2	74
Кочетков В. М., Малахов В. И. — Электродинамические силы, действующие на движущийся относительно проводящей полосы контур с током	3	47
Новожилов О. П. — Нелинейные реактивные элементы с использованием конденсатора и управляемого ключа	4	25
Межерицкий А. В., Кандыба П. Е. — Локальные потери энергии в пьезокерамическом резонаторе при электрическом возбуждении	4	66
Нетушил А. В. — О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин	5	43
Казаков О. И. — О возможности преобразования полного n $(2p)$ — угольника резисторов в n $(2p)$ — лучевую звезду	5	69
Ивлиев Е. А., Иоссель Ю. Я. — Обобщение метода средних потенциалов при расчете сопротивлений растеканию электродов	6	41
Алексеев О. Г., Мальцев В. В., Приемский Д. Г. — Переменное электромагнитное поле в проводящем цилиндре конечных размеров	6	64
Ягуп В. Г. — Полирежимность электрических цепей с управляемыми коммутаторами	6	66
Конев Ф. Б. — О существовании нескольких стационарных режимов в линейной цепи с ключевыми элементами	6	68
Колев Р., Радев Н., Станчев К. — Расчет периодических режимов в нелинейных электрических цепях	6	69
Баушев В. С., Кобзев А. В. — Метод непосредственного нахождения периодического решения при анализе ключевых схем	6	72
Колли Я. Н., Соболева Л. П. — Расчет напряженности электрического поля в плоском конденсаторе с учетом проводимости неоднородного диэлектрика	6	75
Бульбик Я. И. — Интегральные уравнения потенциала электрического поля в неоднородной среде	7	43
Соловьева Г. Р., Хабаров В. В. — Выбор оптимальной геометрии многослойного цилиндрического соленоида	7	63
Васильев К. М., Меерович Э. А. — Переходные процессы в электромагнитных системах смешанного типа	8	33
Мелешкин В. Н., Петрухина В. В. — Восстановление структуры и параметров пассивной цепи по дифференциальным уравнениям ее состояния	8	36
Кувалдин А. Б., Токранов П. Н. — Электромагнитное поле в длинной ферромагнитной трубе	8	40
Самосейко В. Ф. — Анализ автоколебаний в цепи с тиристором	8	49
Лутидзе Ш. И. — Неоднородный сверхпроводник в магнитном поле	8	62
Дерябин И. П., Иванов А. И., Князев В. А., Тырлов А. С. — Имитационное моделирование симметричных циклов гистерезиса	8	66
Мамедшахов М. Э., Тозони О. В. — Применение метода зеркальных изображений к расчету поля в ограниченном плоском зазоре магнитных систем	9	32
Иоссель Ю. Я., Перельман Л. С. — О расчете емкости проводов	9	38
Мирзабекян Ж. М., Алиханян Р. А. — Определение электрической емкости симметричного кабеля с кордельно-полистирольной изоляцией	9	47
Вдовин С. С., Зирка С. Е. — Упрощенные схемы замещения импульсного трансформатора без ферромагнитного сердечника	9	69
Ермуратский П. В., Усков А. В. — Расчет параметров цилиндрических конденсаторов	9	71
Иоссель Ю. Я., Цейтлин Л. А. — Средний потенциал и потенциальные коэффициенты дисков с параллельными и пересекающимися осями	10	31
Кадников С. Н., Клемин Е. А. — Электростатическая задача для осесимметричных сферических оболочек	10	35
Калихман Л. Е., Калихман С. А. — Взаимодействие импульсного магнитного поля с трубчатым проводником	10	64
Багинский Б. А., Макаревич В. Н. — Мощность потерь в накопительных конденсаторах формирователей импульсных магнитных полей	10	68
Михайлов В. М., Орел А. И. — Об одной формулировке задачи расчета токораспределения в длинных немагнитных проводниках в переходном режиме	11	18
Мыцык Г. С. — Преобразование параметров многофазных сигналов на основе принципа квазиоднополосной модуляции	11	45
Зеликсон Д. Л., Мотыль Д. Н., Филимонова Т. А. — Клиновидный конденсатор для дисперсного анализа электропроводного порошка	12	45
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ		
Титов М. Н. — Зависимость интенсивности частичных разрядов в конденсаторной изоляции от напряжения	1	56
Гефле О. С. — Применение тепловизионного метода для диагностики состояния изоляции высоковольтных конструкций	4	58
Голицын В. П., Горелов В. П., Минакова Н. Н., Сквирская И. И., Ушаков В. Я. — Низковольтные характеристики материала на основе каучука с углеродным наполнителем для объемных резисторов	4	64
Костюков Н. С., Скрипников Ю. С. — Токи поляризации в структурно-неоднородных диэлектриках	5	57
Минакова Н. Н., Сквирская И. И., Ушаков В. Я. — Высоковольтные характеристики материала на основе каучука с углеродным наполнителем для объемных резисторов	5	59
Месенжник Я. З., Корчагин А. Г., Прут Л. Я., Тян И. С. — Надежность изоляции погружных электрических систем и методы ее прогнозирования	7	22
Вариводов В. Н., Демкин А. А. — Электрическая прочность литой эпоксидной изоляции в слабонеоднородном электрическом поле	9	43
Тареев Б. М., Месенжник Я. З., Прут Л. Я. — Физические характеристики полимеров при термобарическом нагружении	11	62
Чернышев В. А., Демичев В. В. — Способ определения электрической прочности технических диэлектриков	11	64
Иерусалимов М. Е., Ковригин Л. А. — Применение метода абсорбции для контроля технологии пропитки бумажной изоляции силовых кабелей	11	66
Вариводов В. Н., Рахматулин А. В. — Исследование влияния технологических факторов на электроизоляционные характеристики литой эпоксидной изоляции	11	69
Аббасов Т. Ф. Электрофизические свойства пленок модифицированного полиэтилена низкой плотности	12	61

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Автор и название статьи	№ журнала	стр.

ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Веников В. А., Соколов В. К. — Задачи информационной теории управления электроэнергетическими системами	1	1
Борисов Р. И. — Формализация правил многоцелевой оптимизации управления электроэнергетическими системами	1	5
Гамм Б. З., Тонышев В. Ф. — Выявление асинхронного режима генератора по сопротивлению, измеренному на его выводах	1	9
Шнеерсон Э. М. — Анализ характеристик срабатывания дистанционных органов защиты в трехфазных сетях	1	15
Круть Н. С., Мосин М. Ф., Чупак Т. М. — Эквивалентирование ЛЭП с промежуточными отборами	1	51
Ершевич В. В., Мамиконянц Л. Г. — Научно-технический прогресс в электроэнергетике	2	1
Лазарев Н. С., Левченко В. В., Ракова Н. К., Худяков В. В., Алексеева Н. Д., Балыбердин Л. Л., Боярский А. И., Крайчик Ю. С., Прочан Г. Г., Х. Хейккиля — Выборгская преобразовательная подстанция как элемент связи энергосистем СССР и Финляндии	2	9
Ванеев Б. Н., Збарский Л. А., Сердюк Л. И. — Метод контрольных испытаний взрывозащищенного электрооборудования на надежность	2	15
Львов Ю. Н. — Количество коротких замыканий различной кратности тока в цепях автотрансформаторов 220—750 кВ за срок их службы	2	19
Богданов В. А., Горелик Д. Г. — Измерительный комплекс для контроля и управления потреблением электроэнергии	2	48
Лысцова Л. А., Поляков В. Е., Федотов В. П. — Оперативный контроль устройств релейной защиты электрических систем	2	50
Заборовский В. С., Козлов В. Н., Сегура Х. — Характеристики чувствительности энергообъединения к управлению активной мощностью	3	1
Тульчинский Г. А. — Улучшение стабилизирующих свойств АРВ в сложных электроэнергетических системах	3	50
Алексеев В. Г. — Статистический анализ параметров апериодических составляющих токов короткого замыкания в сети 500 кВ	3	51
Негневицкий М. В., Файбисович В. А. — Оперативный контроль состояния распределительной сети 6—20 кВ по признакам аварийного режима	4	1
Денисенко Г. И., Васько П. Ф., Брыль А. А., Пекур П. П. — Режимы работы ветроэлектрических установок с генераторами постоянного тока	4	7
Груздев И. А., Торопцев Е. Л., Устинов С. М. — Определение настроек АРВ для совокупности режимов энергосистемы	4	11
Литкенс И. В., Филинская Н. Г. — Выбор настроек АРВ в многомашинной энергосистеме	4	15
Манн Э. Г., Тиунчик В. М. — Кольцевые электромеханические инерционные аккумуляторы	4	19
Гуревич Ю. Е., Либова Л. Е., Тимофеев В. А. — Учет нагрузки при оптимизации распределения реактивных мощностей	4	50
Попов В. А. — Схема замещения передачи в режиме «два провода — земля»	4	52
Ковалев И. Н. — Оптимизация выбора компенсирующих устройств в электрических сетях	5	5
Михайлов А. К. — Энергетические показатели системы «зарядно — разрядный преобразователь — емкостный накопитель»	5	10
Жуков С. Ф. — Тесты для устройств релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах	5	15
Шлейфман И. Л. — Переходные процессы при включении мощных конденсаторных батарей	5	48
Шестопалов А. М. — О расчете параметров асимметрии трехфазного напряжения	5	51
Щуцкий В. И., Ситчихин Ю. В., Сидоров А. И. — Характеристики звеньев структурной модели электропоражения при напряжении выше 1000 В	5	65
Манойлов В. Е. — К вопросу о гарантированной электробезопасности	5	67
Васильев В. П., Козлов В. Н., Строганов Р. П., Ярмийчук В. Д., Сегура Х. — Формализация задач оптимального управления внеплановой нагрузкой энергообъединений	6	1
Гусейнов Ф. Г., Абдуллаев Н. Ш., Эфендиев С. Э. — Распознавание групп синфазных генераторов электроэнергетической системы	6	6
Якобс А. И., Гриднева Т. Т. — Анализ ошибок при расчете электрических характеристик заземляющих устройств	6	18
Саркисян В В., Цгоев Р. С., Шакарян Ю. Г. — Аварийные режимы и устойчивость АС ЭМПЧ	7	1
Васькова Т. Б., Иофьев Б. И. — О выборе способов противоаварийного управления электроэнергетической системой	7	8
Дульзон Н. А., Кудрин Б. И. — Выбор сечений проводов по экономическим соображениям	7	14
Бережной А. В. — Экономическая плотность электрического тока кабеля с глубоким охлаждением токопроводов	7	19
Калугина М. А. — Расчет несинусоидальных режимов в сетях с преобразовательной нагрузкой методом переменных состояния	7	47
Баринов В. А., Совалов С. А. — Модальное управление режимами электроэнергетических систем	8	1
Игуменщев В. А., Саламатов И. А., Коваленко Ю. П. — Расчет установившегося режима системы электроснабжения промышленного предприятия методом последовательного эквивалентирования	8	7
Обабков В. К. — Структурно-операторное описание процессов в задачах моделирования дуговых замыканий на землю	8	16
Кинаш Б. М. — Модели надежности электроэнергетических объектов при дискретных многофакторных воздействиях	8	51
Юровский А. Г. — Иерархическая модель электрической сети для оптимизациия режима ЕЭС СССР по активной мощности	9	1
Веников В. А., Тюханов Ю. М. — Применение теории подобия при проектировании систем электроснабжения	9	8
Бахнов Л. Е., Коваленко И. Т., Левитан И. И. — Влияние на сеть мощных управляемых выпрямителей с фильтрокомпенсирующими устройствами	9	11
Щуцкий В. И., Буралков А. А., Буралкова Л. З. — О поражении электрическим током через точки акупунктуры	9	50
Жежеленко И. В., Степанов В. П., Быховская О. В., Браславская Е. В. — Вероятностные модели интервалов осреднения графиков электрических нагрузок	9	52
Кац Е. Л., Ослон А. Б. — Расчет заземляющих сеток в многослойных грунтах	9	60
Музыченко А. Д. — Показатели качества электрической энергии	10	1
Богатырев Л. Л., Ильичев Н. Б. — Определение управляющих воздействий, обеспечивающих высокое качество переходного процесса в электроэнергетической системе	10	5
Белоусов И. В., Лосев С. Б. — Неполнофазный режим электропередачи со статическими компенсаторами	10	9
Кузнецов В. Г., Николаенко В. Г. — Симметрирование напряжений в электрических сетях с изолированной нейтралью	11	7
Калюжный А. Х. — Управление потоками мощности в электрических сетях с помощью фазоповоротных трансформаторов	11	12
Щуцкий В. И., Буралков А. А. — О нормировании надежности устройств защитного отключения	11	56
Кушнир Г. З. — Расчет потокораспределения в электрической сети при поддержании напряжений в допустимых пределах	11	58
Цапенко Е. Ф., Чучелов Д. Н. — Определение тока замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью по показаниям вольтметров контроля изоляции	11	58
Додотченко В. В., Николаев А. Г. — Совершенствование энергетических показателей систем питания импульсных потребителей энергии при неизменном импульсе напряжения	12	1

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф. Химические источники электроэнергии	12	5
Лапшин В. А. Расчет периодичности профилактических испытаний высоковольтных изоляционных конструкций и устройств с последовательным соединением элементов	12	10
Зилес Л. Д. О подавлении феррорезонанса трансформаторов напряжения 110—500 кВ	12	12
Хватов С. В., Туманов И. М., Симанов С. В. Математическая модель тиристорных переключающих устройств для повышения качества напряжения в электрических сетях	12	25
Костелянец В. С., Качурина Е. М. Резервная защита генератора с системой параллельного самовозбуждения	12	48

ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Щербакова Г. А., Киндяков В. С., Мустафин В. М. — Электрическая прочность воздушной изоляции между проводами ОРУ сверхвысокого напряжения	2	55
Анненков В. З. — Вольт-амперные характеристики грунтов при токах молнии	2	57
Мотрич А. В., Шалыт Г. М. — Расчет электрического поля и изменения тока в неоднородном мерзлом грунте при падении на землю провода воздушной линии	2	60
Рябкова Е. Я. — Уточненный метод расчета импульсных сопротивлений вертикальных заземлителей	2	65
Глушко В. И. — Методы расчета магнитного влияния между электрическими цепями с учетом конечной проводимости земли	3	6
Раков В. А. — Об определении плотности разрядов молнии в землю	3	54
Павлов В. А., Пичугин Ю. П., Романенко И. Н. — Восстановление электрической прочности газоразрядных промежутков с подвижными электродами после прохождения больших импульсных токов	4	56
Александров Г. Н., Бочковский Б. Б., Подпоркин Г. В. — Оценка грозоупорности бестросовых линий ультравысокого напряжения	6	10
Зицер М. М., Тамазов А. И. — Измерение потерь мощности в линиях сверхвысокого напряжения	6	46
Ахматова Т. Г., Кичаева Г. С., Шкуропат П. И. — Быстродействующее коммутирующее устройство для установок с генераторами импульсных напряжений и токов	6	49
Емельянов Н. П., Зицер М. М., Костюшко В. А., Тамазов А. И. — Потери мощности от короны на линиях 750 и 1150 кВ	9	5
Чекалов Л. В. — Анализ схемы импульсного питания электрофильтров	9	55
Тихомиров Ю. В., Трунов О. К. — Стойкость листовых металлических материалов к термическому воздействию молнии	9	58
Абрамов Н. Р., Кужекин И. П., Ларионов В. П. — Характеристики проплавления стенок металлических объектов при воздействии на них молнии	11	22
Базелян Э. М., Горюнов А. Ю. — О механизме развития стримеров в резконеоднородном электрическом поле	11	27
Аджиев А. Х. — Определение интенсивности грозовой деятельности радиотехническими средствами	11	60

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Гольдберг О. Д. — Научные основы диагностики и управления качеством асинхронных двигателей	1	20
Памфилов Р. К. — Элементы функциональной теории дистанционной передачи угла и вращения (двигателя)	1	44
Глебов И. А. — Состояние и задачи энергетического электромашиностроения	2	5
Душин Н. В., Кожевников В. А., Ходько И. Г. — Аналитические зависимости индуктивности и магнитного потока от намагничивающего тока в машине постоянного тока	2	67
Бут Д. А. — Анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля	3	20
Войтеко Н. С., Гуревич Э. И., Карташова Т. Н. — Проявление скрытых термических дефектов в активных частях турбогенераторов	3	28
Муравлев О. П. — Разработка теории и практических методов управления качеством электрических машин	4	29
Варлей В. В. — Уравнения движения электродвигателей с деформируемым ротором	4	32
Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А., Чуев С. Г. — Универсальная математическая модель асинхронного двигателя с экранированными полюсами	4	39
Цветков В. А. — О силах магнитного тяжения низкой пространственной кратности в многополюсных электрических машинах	4	43
Широков Н. Г., Кутузов С. И. — Метод определения э. д. с. и индуктивных сопротивлений синхронных генераторов малой мощности на частотах высших порядков	4	62
Попов В. И. — Принципы формирования схем совмещенных обмоток электрических машин	5	20
Милых В. И. — Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей	5	27
Ефименко Е. И. — Анализ работы явнополюсных машин с несимметричными обмотками	5	32
Широков А. Г. — Регулятор момента асинхронного двигателя при питании от управляемого источника тока	5	60
Михайлов Л. А. — Нагрев электрической машины при циклической нагрузке	5	63
Душин Н. В., Кожевников В. А., Ходько И. Г. — К расчету магнитного поля и индуктивности машины постоянного тока	6	51
Авилов В. Д. — Влияние неидентичности коммутации в машинах постоянного тока на условия токосъема	6	54
Чабан В. И., Белый Л. А. — Алгоритм ускоренного поиска стационарных электромеханических процессов асинхронных машин	6	56
Чивиджян Г. А. — Влияние глубины паза и насыщения на коэффициент воздушного зазора	6	59
Бобков Ю. А. — Расчет индуктивных сопротивлений проводников стержня статорной обмотки для циркуляционных токов	7	50
Ковалев Л. М., Жидунова С. Е. — Ускоренный метод получения рабочих характеристик асинхронных двигателей	7	54
Сонин Ю. П., Прусаков Ю. И. — Перегрузочная способность машины двойного питания в режиме вентильного двигателя	7	57
Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. — Определение индуктивного сопротивления пазового рассеяния на основе метода проводимости зубцовых контуров	8	54
Данилевич О. Я., Решко Б. А. — Метод расчета электромагнитного поля в крайних пакетах сердечника статора турбогенератора	9	56
Коноплева Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. — Об определении параметров схем замещения топологических генераторв	9	62
Токарев Б. Ф., Тодос П. И., Лубсанов А. А. — Метод определения характеристик теплообмена в погружных двигателях постоянного тока	9	65
Чабан В. И. — Уравнения асинхронной машины с гладким массивным ротором	9	67
Лупкин В. М. — О статической устойчивости сверхпроводникового турбогенератора	10	13
Оганян У. А., Читечян В. И. — Определение индуктивных параметров вращающегося трансформатора для бесщеточного возбуждения синхронного генератора	10	17
Потапов Л. А. — Уравнение момента электромагнитного тормоза с ферромагнитным ротором	10	26

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Давидчук Г. А., Пашкевич В. И. — Коммутационные свойства различных конструктивных исполнений секций обмотки якоря машин постоянного тока	10	47
Кучерявая И. Н., Подольцев А. Д., Чемерис В. Т. — Влияние линейных размеров ударного электрического двигателя соленоидного типа на его энергетические характеристики	10	50
Мамедшахов М. Э., Нежинская М. М., Николаева Н. С., Тозони О. В. — Первичное магнитное поле в зазоре статора линейного асинхронного двигателя	11	34
Бобков Ю. А. — Активное сопротивление транспонированных проводников стержня для циркуляционных токов	11	72
Попов В. И. Совмещенные обмотки якоря синхронной машины с возбуждением от третьей гармонической магнитного поля	12	51
Нэмени Т. М. Численно-аналитический расчет магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины	12	54
Коняев А. Ю. Оценка показателей линейных асинхронных двигателей на стадии предпроектных исследований	12	58

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Архиереев И. П., Данилевич О. И. — Электромагнитные процессы в тиристорном однофазном мостовом инверторе напряжения с одноступенчатой коммутацией при работе на выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром	1	33
Ананьев В. П., Фролов В. Я — Управление последовательно-параллельными группами тиристоров коммутирующих аппаратов	1	38
Белов Н. А., Иванов А. М. — Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором	1	57
Фридман П. М. — Непосредственные преобразователи частоты модуляционного типа на принципе выделения боковой полосы	1	61
Кучумов В. А. — Границы устойчивой работы преобразователя частоты, питающего асинхронный двигатель	1	69
Краснов А. И., Севрюгов А. В. — Анализ процессов и регулирование энергии в системе выпрямитель — периодически разряжаемый емкостный накопитель	2	33
Виноградов Ю. К. — Общие зависимости, определяющие параметры трансформаторов многофазных преобразователей	2	38
Денисов А. И., Бебих Н. В., Саурин А. А. — Применение быстрого преобразования Уолша для адаптивного управления вентильными преобразователями	2	42
Воловодов С. К., Розенвассер Е. Н. — Исследование следящих систем с несущей на переменном токе методом параметрических передаточных функций	3	35
Зборовский И. А. — Аналитическое исследование электромагнитных процессов в 12-фазном компенсированном преобразователе	3	42
Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Левин А. Б., Смердов В. Ю. — Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания	3	56
Кобзев А. В., Коновалов Б. И. — Преобразователи с ферромагнитным регулятором в звене повышенной частоты	3	58
Исхаков А. С. — Динамические свойства широтно-импульсных преобразователей с дискретно усредняющим фильтром	3	61
Кобзев А. В., Михальченко Г. Я. —Характеристики преобразователей параметров электрической энергии в системах с многозонной импульсной модуляцией	5	38
Волович Г. И. — Способ коррекции динамических характеристик широтно-импульсных преобразователей	6	33
Глинтерник С. Р. — Математическое моделирование квазистационарных процессов в электрических системах с вентильными преобразователями	6	36
Богаченков А. Н., Новожилов О. П. — Ферромагнитные умножители частоты с самоподмагничиванием промежуточной гармоникой тока	6	61
Косолапов С. П. — Анализ электромагнитных процессов в трехфазном двухступенчатом тиристорном регуляторе переменного напряжения	7	26
Антонов Б. М., Лабунцов В. А., Султанов А. Т. — Влияние коммутационных процессов в сумматоре тока электродов на межэлектродное напряжение МГД — генератора	7	32
Рязанов Б. П., Ширяев А. О. — Анализ свойств полумостового транзисторного инвертора	7	38
Палванов В. Г. — Характеристики выпрямителей при управлении с многократным включением вентилей	7	60
Добрусин Л. А., Джафаров З. Т. — Комплексный метод и его применение при проектировании фильтрокомпенсирующих структур	8	21
Мерабишвили П. Ф., Кохреидзе Г. К. — Электромагнитные процессы в трехфазных управляемых выпрямителях	8	28
Глебов Б. А. — Анализ двухтактного преобразователя напряжения с магнитным накопителем переменного тока	10	43
Власов В. В., Филимонов В. И., Барабошкин В. С. — Результаты автоматизированного проектирования высоковольтных умножителей напряжения	10	60
Войтик М. С. — Расчет низкочастотной гармоники пульсаций выходного напряжения неуправляемого выпрямителя	10	62
Быков Ю. М., Гуткин Б. М., Григораш А. И. — Аналогоцифровое моделирование систем с вентильными преобразователями	11	40
Хвостов В. С., Мдзинеришвили А. Т., Преображенский С. М., Артемьев Ю. И. Применение низкочастотных тиристоров в импульсных преобразователях	12	20
Жуйков В. Я., Сучик В. Е., Денисюк С. П., Яценко Ю. А. Режим непрерывного тока дросселя в широтно-импульсном преобразователе	12	60

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Бутина Т. П., Мосин М. Ф., Чупак Т. М. — Расчет трехмерного температурного поля в магнитопроводе трансформатора	1	54
Брянцев А. М. — Подмагничиваемые ферромагнитные устройства с предельным насыщением участков магнитной системы	2	24
Чунихин А. А., Строганов Б. Г. — Метод измерения погрешности трансформатора тока в переходном режиме	3	69
Баранов П. Р., Гринберг В. С. — Выбор схемы включения двухобмоточного электромагнита	4	47
Козлов М. И., Гершенкрой В. Л., Гордиенко Н. И., Гошуренко В. И. — Трехфазные трансформаторы с пространственным сердечником и разнесенными обмотками	4	54
Шилин И. В., Романов Ю. В. — Методика расчета времени гашения дуги в масляных выключателях	9	17
Логинов В. С. — Приближенный метод расчета температурных режимов магнитопроводов трансформаторов и бетатронов	10	21
Алексеев М. А. Канунников В. И. — Исследование характеристик ленточных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса при импульсном перемагничивании	10	39
Ионов Ю. Г. Схемы замещения электрической дуги постоянного тока	12	16

ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Никольский А. А. — Вопросы синтеза двухканальных следящих электроприводов с активными упругими пьезокомпенсаторами	1	23
Кухаренко Н. В. — Оптимальная по быстродействию логическая система позиционирования	1	65
Шулаков Н. В., Трефилов В. А. — Двухмашинный агрегат с асинхронизированным синхронным двигателем	2	27
Никитин Б. К. — Алгоритмизация систем управления технологическими линиями непрерывного производства	3	63

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Лазарева Г. М., Решмин Б. И. — Динамические процессы в цифровой астатической системе регулирования частоты вращения	3	67
Клепиков В. Б. — О «фрикционных» автоколебаниях в электроприводах	4	59
Земляков В. Д., Задорожный Н. А., Ровенский А. Г. Фисенко С. А. — Демпфирование упругих колебаний в электроприводе с двухмассовой механической частью	8	44
Шестаков В. М. — К расчету цифроаналоговых систем регулирования скорости электроприводов с упругими связями	8	58
Васильев Л. А., Дудник М. З. — Особенности расчета линейных асинхронных двигателей для двухкоординатного манипулирования массивными стальными листами	8	60
Прудков М. Л. — Системы подчиненного регулирования электроприводов с параллельно-последовательной коррекцией	9	21
Панасюк В. И., Политыко Э. Д. — Оптимизация процесса разгона в электроприводе постоянного тока с упругой связью	9	28
Дроздов В. Н., Мирошник И. В. — Оптимальное регулирование скорости нелинейного электропривода	10	53
Кулесский Р. А., Демидов С. В., Гусев А. С., Мазунин В. П. — Выбор алгоритмов управления в тиристорном электроприводе постоянного тока	10	57
Никольский А. А. Динамические свойства электромеханических систем с пьезокомпенсаторами при учете распределенности параметров	12	34

ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ТРАНСПОРТА

Степанов А. Д., Андерс В. И., Богатин А. А. — Анализ работы асинхронного генератора с инвертором в режиме самовозбуждения	1	28
Караев Р. И.—Влияние транзита мощности по линии передачи на работу тяговых сетей переменного тока	2	62
Новиков О. И. — Расчет тока гармоник в тяговой сети электрических железных дорог постоянного тока	3	13
Мамошин Р. Р., Попов П. К. — Расчет режимов работы приемников электроэнергии при несинусоидальном питающем напряжении	5	55
Мамошин Р. Р., Попов П. К. — Энергетические характеристики преобразовательного электровоза ВЛ80Р в режиме рекуперации	6	26
Косарев Б. И., Косолапов Г. Н., Кушнир А. И. — Вероятностно-статистическая оценка эффективности заземления опор контактной сети переменного тока	8	12
Иньков Ю. М., Дубровский З. М., Киржнер Д. Л., Литовченко В. В., Шаров В. А. Анализ электромагнитных процессов в тяговом электроприводе вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями	12	40

РАЗНЫЕ СТАТЬИ

Башарин А. В., Борцов Ю. А., Бычков Ю. А., Васильев А. С., Коськин Ю. П. — Ленинградскому электротехническому институту имени В. И. Ульянова(Ленина) —100 лет	5	1

ДИСКУССИИ

Герасимов В. Г., Веников В. А., Меерович Э. А., Страхов С. В. — по статье Нетушила А. В. «О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин» («Электричество», 1986, № 5)	5	71
Экель П. Я., Свидерская О. В., Свидерский В. Ф., Очередько В. И., Овчаренко А. С., Бережной А. В., Ответ авторов: От редакции — по статье Будзко И. А., Левина М. С. «Энергетически целесообразная плотность тока в проводах электрических линий» («Электричество», 1985, № 2)		
Шарле Д. Л. — по статье Мирзабекяна Ж. М., Алиханяна Р. А. «Определение электрической емкости симметричного кабеля с кордельно-полистирольной изоляцией» («Электричество», 1986, № 9)	9	74
Филаретов В. В.; Тимкин Ю. В. — по статье Карепова А. Г. «Расчет электрических цепей с помощью топологических таблиц» («Электричество», 1985, № 10)	12	63
Цапенко Е. Ф., Случевский Ю. Н., Чучелов Д. Н. (Ответ авторов): От редакции — по статье «Определение параметров изоляции фаз относительно земли в сети с изолированной нейтралью («Электричество», 1982, № 8)	12	65

БИБЛИОГРАФИЯ

Веников В. А., Строев В. А. — рецензия на книгу **Ваго И.** «Теория графов. Применение к расчету электрических сетей»	1	77
Нетушил А. В. — рецензия на книгу Эльшнера Х., Мошвитцера А. «Введение в электротехнику — электронику»	3	72
Веников В. А., Литкенс И. В., Штробелев В. А., Сыромятников С. Ю. — рецензия на книгу под ред. С. А. Совалова «Экспериментальные исследования режимов энергосистем»	4	71
Керимов А. М., Гурфинкель Е. Б., Гусейнов А. М., Раджабов Ф. Н., Мамедьяров О. С. — рецензия на книгу Веникова В. А. и др. «Регулирование напряжения в электроэнергетических системах»	5	75
Клюев Ю. Б., Батов Б. И., Ратников Б. Е. — рецензия на книгу Чернухина А. А., Флаксермана Ю. Н. «Экономика энергетики СССР»	8	68
Штейншлейгер В. Б. — Вторая встреча с Оливером Хевисайдом	8	68
Иерусалимов М. Е., Ильенко О. С. — рецензия на книгу Богородицкого Н. П., Пасынкова В. В., Тареева Б. М. «Электротехнические материалы: учебник для вузов»	9	75
Постников И. М. — рецензия на книгу Ахматова М. Г. «Синхронные машины. Специальный курс»	11	76

ХРОНИКА

Богатенков И. М., Бржезицкий В. А., Халилов Ф. Х. — Электромагнитное влияние грозовых разрядов на электрические цепи и устройства микроэлектроники (заседание IV секции Научного Совета АН СССР)	3	74
Езовит Г. П. — Республиканская научно-техническая конференция «Современные проблемы энергетики»	3	76
Миронов В. Г., Немов Ю. Н. — Третий международный симпозиум по теоретической электротехнике	4	75
Данилевич Я. Б. — Новый стандарт на турбогенераторы	4	77
Петров Ю. П. — Письмо в редакцию	7	75
Исаев И. П., Иньков Ю. М., Литовченко В. В., Шаров В. А. — Всесоюзная научно-техническая конференция по проблемам создания подвижного состава с асинхронными тяговыми двигателями	8	71
Основная тематика журнала «Электричество» на 1986—1990 гг.	8	75
Подготовка рукописей для журнала «Электричество»	8	78
Новиков О. Я., Романов Ю. В. — IV Научная сессия отделения низкотемпературной плазмы в коммутационной аппаратуре при Научном Совете АН СССР	10	72
Выездная сессия секции газового разряда координационного Совета АН СССР по проблеме «Физика низкотемпературной плазмы»	11	77
Базелян Э. М., Дащук П. Н., Бранденбургский В. А., Халилов Ф. Х. — Моделирование газоразрядных процессов в прикладных задачах электрофикики и техники высоких напряжений (совместное расширенное заседание IV секции Научного Совета АН СССР)	12	67

ЮБИЛЕИ

Оскар Давидович Гольдберг (К 60-летию со дня рождения)	1	78
Михаил Михайлович Соколов (К 70-летию со дня рождения)	2	77
Юрий Анатольевич Борцов (К 60 летию со дня рождения)	4	78

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Автор и название статьи	№ журнала	стр.
Осип Борисович Брон (К 90-летию со дня рождения)	5	76
Лев Израилевич Столов (К 80-летию со дня рождения)	5	77
Николай Степанович Лидоренко (К 70-летию со дня рождения)	7	75
Владимир Исакович Радин (К 60-летию со дня рождения)	7	76
Григорий Абрамович Воробьев (К 60-летию со дня рождения)	7	77
Борис Михайлович Тареев (К 80-летию со дня рождения)	8	72
Георгий Евгеньевич Пухов (К 70-летию со дня рождения)	8	73
Акакий Ермолаевич Кереселидзе (К 70-летию со дня рождения)	8	73
Изяслав Борисович Пешков (К 50-летию со дня рождения)	8	74
Михайл Моисеевич Ботвинник (К 70-летию со дня рождения)	9	76
Рогинский В. Ю. — Павел Львович Шиллинг (К 200-летию со дня рождения)	10	73
Николай Николаевич Шереметьевский (К 70-летию со дня рождения)	10	74
Дмитрий Александрович Арзамасцев (К 70-летию со дня рождения)	10	75
Генрих Викентьевич Микуцкий (К 70-летию со дня рождения	10	76
Артемий Васильевич Башарин (К 70-летию со дня рождения)	10	76
Григорий Ефимович Поспелов (К 70-летию со дня рождения)	10	77
Штейнберг Я. А. — Основоположник научной теории электричества (К 275-летию со дня рождения М. В. Ломоносова)	11	1
Федор Евгеньевич Темников (К 80-летию со дня рождения)	11	77
Евгений Петрович Фигурнов (К 60-летию со дня рождения)	11	78
Хады Сабирович Валеев (К 80-летию со дня рождения)	12	69
Иван Матвеевич Постников (К 80-летию со дня рождения)	12	69
Георгий Левонович Арешян (К 60-летию со дня рождения)	12	70

НЕКРОЛОГИ

Абрам Бенционович Крикунчик	2	78
Пауль Юлиусович Каасик	3	77
Анатолий Анатольевич Федоров	3	78
Степан Давыдович Купалян	5	78
Борис Львович Айзенберг	7	78
Сергей Павлович Лебедев	9	78
Герман Михайлович Шалыт	9	78

Алфавитный указатель авторов статей

А

Аббасов Т. Ф. 12, 61
Абдуллаев Н. Ш. 6, 6
Абрамов Н. Р. 11, 22
Авилов В. Д. 6, 54
Аджиев А. Х. 11, 60
Александров Г. Н. 6, 10
Алексеев В. Г. 3, 51
Алексеев М. А. 10, 39
Алексеев О. Г. 6, 64
Алексеева Н. Д. 2, 9
Алиханян Р. А. 9, 47
Ананьев В. П. 1, 38
Андерс В. И. 1, 28
Анненков В. З. 2, 57
Антонов Б. М. 7, 32
Артемьев Ю. Н. 12, 20
Архиереев И. П. 1, 33
Ахматова Т. Г. 6, 49

Б

Багинский Б. А. 10, 68
Базелян Э. М. 11, 27; 12 67
Балыбердин Л. Л. 2, 9
Барабошкин В. С. 10, 60
Баранов П. Р. 4, 47
Баринов В. А. 8, 1
Батов Б. И. 8, 68
Баушев В. С. 6, 72
Бахнов Л. Е. 9, 11
Бачурин В. В. 3, 56
Башарин А. В. 5, 1
Бебих Н. В. 2, 42
Белов Г. А. 1, 57
Белоусов И. В. 10, 9
Белый Л. А. 6, 56
Бережной А. В. 7, 19; 7, 70
Бобков Ю. А. 7, 50;, 11, 72
Богатенков И. М. 3, 74
Богатин А. А. 1, 28
Богатырев Л. Л. 10, 5
Богаченков А. Н. 6, 61
Богданов В. А. 2, 48
Бодрягина Н. В. 11. 40
Бойденко В. С. 2, 73
Борисов Р. И. 1, 5
Борцов Ю. А. 5, 1
Бочковский Б. Б. 6, 10
Боярский А. И. 2, 9
Бранденбургский В. А. 12, 67
Браславская Е. В. 9,52
Бржезицкий В. А. 3, 74
Брыль А. А. 4, 7
Брянцев А. М. 2, 24
Будзко И. А. 7,72
Бульбик Я. И. 7, 43
Буралков А. А. 9, 50; 11, 56
Буралкова Л. З. 9, 50
Бут Д. А. 3, 20
Бутина Т. П. 1, 54
Быков Ю. М. 11, 40
Быховская О. В. 9, 52
Бычков Ю. А. 5, 1

В

Ванеев Б. Н. 2, 15
Вариводов В. Н. 9, 43; 11, 69
Варлей В. В. 4, 32
Васильев А. С. 5, 1
Васильев В. П. 6, 1
Васильев К. М. 8, 33
Васильев Л. А. 8, 60
Васько П. Ф. 4, 7
Васькова Т. Б. 7, 8
Вдовин С. С. 9, 69
Веников В. А. 1, 1; 1, 76; 4, 71; 5, 72; 9,8
Виноградов Ю. К. 2, 38
Власов В. В. 10, 60
Войтеко Н. С. 3, 28
Войтик М. С. 10, 62
Волович Г. И. 6, 33
Воловодов С. К. 3, 35

Г

Гамм Б. З. 1, 9
Герасимов В. Г. 5, 71
Гершенкрой В. Л. 4, 54
Гефле О. С. 4, 58
Глебов Б. А. 10, 43
Глебов И. А. 2, 5
Глинтерник С. Р. 6, 36
Глушко В. И. 3, 6
Голицын В. П. 4, 64
Гольдберг О. Д. 1, 20
Горбунцов А. Ф. 1, 54
Гордиенко Н. И. 4, 54
Горелик Д. Г. 2, 48
Горелов В. П. 4, 64
Горюнов А. Ю. 11, 27
Гошуренко В. И. 4, 54
Григораш А. И. 11, 40
Григорьев А. В. 1, 72
Гринберг В. С. 4, 47
Гриднева Т. Т. 6, 18
Груздев И. А. 4, 11
Гуревич Э. И. 3, 28
Гуревич Ю. Е. 4, 50
Гурфинкель Е. Б. 5, 75
Гусев А. С. 10, 57
Гусейнов А. М. 5, 75
Гусейнов Ф. Г. 6, 6
Гуткин Б. М. 11, 40

Д

Давидчук Г. А. 10, 47
Данилевич О. И. 1, 33
Данилевич О. Я. 8, 56
Данилевич Я. Б. 4, 77
Дашук П. Н. 12, 67
Демидов С. В. 10, 57
Демичев В. В. 11, 64
Демкин А. А. 9, 43
Дерябин И. П. 8, 66
Денисенко Г. И. 4, 7
Денисов А. И. 2, 42
Денисюк С. П. 12, 60
Джафаров З. Т. 8, 21
Добрусин Л. А. 8, 21
Додотченко В. В. 12, 1
Дроздов В. Н. 10, 53

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Дубровский З. М. 12, 40
Дудник М. З. 8, 60
Дульзон Н. А. 7, 14
Душин Н. В. 2, 67; 6, 51
Дьяконов В. П. 3, 56

Е

Езовит Г. П. 3, 76
Емельянов Н. П. 9, 5
Ермуратский П. В. 9, 71
Ершевич В. В. 2, 1
Ефименко Е. И. 5, 32

Ж

Жежеленко И. В. 9, 52
Жидунова С. Е. 7, 54
Жуйков В. Я. 12, 60
Жуков С. Ф. 5, 15

З

Заборсвский В. С. 3, 1
Задорожний Н. А. 8, 44
Збарский Л. А. 2, 15
Зборовский И. А. 3, 42
Зеликсон Д. Л. 12, 45
Земляков В. Д. 8, 44
Зилес Л. Д. 12, 12
Зирка С. Е. 9, 69
Зицер М. М. 6, 46; 9,5

И

Иванов А. И. 8, 66
Иванов А. М. 1, 57
Иванов-Смоленский А. В. 8, 54
Ивлиев Е. А. 6, 41
Игуменщев В. А. 8, 7
Иерусалимов М. Е. 9, 75; 11, 66
Ильенко О. С. 9, 75
Ильичев Н. Б. 10, 5
Иньков Ю. М. 8, 71; 12, 40
Ионов Ю. Г. 12, 16
Иоссель Ю. Я. 6, 41; 9,38; 10, 31
Исфьев Б. И. 7, 8
Исаев И. П. 8, 71
Исхаков А. С. 3, 61

К

Кадников С. Н. 10, 35
Казаков О. И. 5, 69
Кайнов А. П. 2, 74
Калихман Л. Е. 10, 64
Калихман С. А. 10, 64
Калугина М. А. 7, 47
Калюжный А. Х. 11, 12
Кандыба П. Е. 4, 66
Канунников В. Н. 10, 39
Караев Р. И. 2, 62
Карташова Т. Н. 3, 28
Карташян В. О. 1, 74
Кац Е. Л. 9, 60
Качурина Е. М. 12, 48
Керимов А. М. 5, 75
Кинаш Б. М. 8, 51
Киндяков В. С. 2, 55
Киржнер Д. Л. 12, 40
Кичаева Г. С. 6, 49
Клемин Е. А. 10, 35
Клепиков В. Б. 4, 59
Клюев Ю. Б. 8, 68
Князев В. А. 8, 66
Кобзев А. В. 3, 58; 5, 38; 6, 72
Ковалев И. Н. 5, 5
Ковалев Л. М. 7, 54
Коваленко И. Т. 9, 11
Коваленко Ю. П. 8, 7
Ковригин Л. А. 11, 66
Кожевников В. А. 2, 67; 6, 51
Козлов В. Н. 3, 1; 6, 1
Козлов М. И. 4, 54
Колев Л. 6, 69
Колев Л. В. 2, 70
Колли Я. Н. 6, 75
Конев Ф. Б. 6, 68
Коновалов Б. И. 3, 58
Коноплева Н. П. 9, 62
Коняев А. Ю. 12, 58
Корчагин А. Г. 7, 22
Косарев Б. И. 8, 12
Косолапов Г. Н. 8, 12
Косолапов С. П. 7, 26
Костелянец В. С. 12, 48
Костюков Н. С. 5, 57
Костюшко В. А. 9, 5
Коськин Ю. П. 5, 1
Кохреидзе Г. К. 8, 28
Кочетков В. М. 3, 47
Крайчик Ю. С. 2, 9
Краснов А. И. 2, 33
Круть Н. С. 1, 51
Кувалдин А. Б. 8, 40
Кудрин Б. И. 7, 14
Кужекин И. П. 11, 22
Кузнецов В. А. 8, 54
Кузнецов В. Г. 11, 7
Кулесский Р. А. 10, 57
Курганов С. А. 2, 74
Кутузов С. И. 4, 62
Кухаренко Н. В. 1, 65
Кучерявая И. Н. 10, 50
Кучумов В. А. 1, 69
Кушнир А. И. 8, 12
Кушнир Г. З. 11, 58

Л

Лабунцов В. А. 7, 32
Лазарев Н. С. 2, 9
Лазарева Г. М. 3, 67
Лапшин В. А. 12, 10
Ларионов В. П. 11, 22
Левин А. Б. 3, 56
Левин М. С. 7, 72
Левитан И. И. 9, 11
Левченко В. В. 2, 9
Лейтес Л. В. 1, 75
Либова Л. Е. 4, 50
Лидоренко Н. С. 12, 5
Литкенс И. В. 4, 15; 4, 71
Литовченко В. В. 8, 71; 12, 40
Логинов В. С. 10, 21
Лопухина Е. М. 4, 39
Лосев С. Б. 10, 9
Лубсанов А. А. 9, 65
Лупкин В. М. 10,13
Лутидзе Ш. И. 8, 62
Львов Ю. Н. 2, 19
Лысцова Л. А. 2, 50

М

Мазунин В. П. 10, 57
Макаревич В. Н. 10, 68
Малахов В. И. 3, 47
Мальцев В. В. 6, 64
Мамедшахов М. Э. 9, 32; 11, 34
Мамедьяров О. С. 5, 75
Мамиконянц Л. Г. 2, 1
Мамошин Р. Р. 5, 55; 6, 26
Манн Э. Г. 4, 19
Манойлов В. Е. 5, 67
Мдзинаришвили А. Т. 12, 20
Межерицкий А. В. 4, 66
Меерович Э. А. 5, 73; 8, 33
Мелешкин В. Н. 8, 36
Мерабишвили П. Ф. 8, 28
Месенжник Я. З. 7, 22; 11, 62
Милых В. И. 5, 27
Минакова Н. Н. 4, 64; 5, 59
Мирзабекян Ж. М. 9, 47
Миронов В. Г. 4, 75
Мирошник И. В. 10, 53
Михайлов А. К. 5, 10
Михайлов В. М. 11, 18
Михайлов Л. А. 5, 63
Михальченко Г. Я. 5, 38
Молоснов Н. Ф. 6, 77
Мосин М. Ф. 1, 51
Мотрич А. В. 2, 60
Мотыль Д. Н. 12, 45
Музыченко А. Д. 10, 1
Муравлев О. П. 4, 29
Мустафин В. М. 2, 55
Мучник Г. Ф. 12, 5
Мыцык Г. С. 11, 45

Н

Негневицкий М. В. 4, 1
Нежинская М. М. 11, 34
Некрасов Н. Н. 9, 62
Немов Ю. Н. 4, 75
Нетушил А. В. 3, 72; 5,43
Никитин Б. К. 3, 63
Николаев А. Г. 12,
Николаева Н. С. 11, 34
Николаенко В. Г. 11, 7
Никольский А. А. 1, 23; 12, 34
Новиков О. И. 3, 13
Новиков О. Я. 10, 72
Новожилов О. П. 4, 25; 6, 61
Нэмени Т. М. 12, 54

О

Обабков В. К. 8, 16
Овчаренко А. С. 7, 69
Оганян У. А. 10, 17
Орел А. И. 11, 18
Ослон А. Б. 9, 60
Очередько В. И. 7, 69

П

Павлов В. А. 4, 56
Палванов В. Г. 7, 60
Памфилов Р. К. 1, 44
Панасюк В. И. 9, 28
Пашкевич В. И. 10, 47
Пекур П. П. 4, 7
Перельман Л. С. 9, 38
Петров Ю. П. 7,7 5
Петрухина В. В. 8, 36
Пичугин Ю. П. 4, 56
Подольцев А. Д. 10, 50
Подпоркин Г. В. 6, 10
Политыко Э. Д. 9, 28
Поляков В. Е. 2, 50
Попов В. А. 4, 52
Попов В. И. 5, 20; 12, 51
Попов П. К. 5, 55; 6, 26
Порудоминский В. В. 1, 75
Постников И. М. 11, 76
Потапов Л. А. 10, 26
Преображенский С. М. 12, 20
Приемский Д. Г. 6, 64
Прочан Г. Г. 2, 9
Прудков М. Л. 9, 21
Прусаков Ю. И. 7, 57
Прут Л. Я. 7, 22; 11, 62

Р

Радев Н. 6, 69
Раджабов Ф. Н. 5, 75
Раков В. А. 3, 54
Ракова Н. К. 2, 9
Ратников Б. Е. 8, 68
Рахматулин А. В. 11, 69
Решко Б. А. 8,56
Решмин Б. И. 3, 67
Ровенский А. Г. 8, 44
Рогинский В. Ю. 10, 73
Розенвассер Е. Н. 3, 35

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Романенко И. Н. 4, 56
Романов Ю. В. 9, 17; 10, 72
Рябкова Е. Я. 2, 65
Рязанов Б. П. 7, 38

С

Савиновский Ю. А. 2, 74
Саламатов И. А. 8, 7
Самосейко В. Ф. 8, 49
Саркисян В. В. 7, 1
Саурин А. А. 2, 42
Свидерская О. В. 7, 67
Свидерский В. Ф. 7, 67
Севрюгов А. В. 2, 33
Сегура Х. 3, 1; 6, 1
Семенчуков Г. А. 4, 39
Сердюк Л. И. 2, 15
Сидоров А. И. 5, 65
Симанов С. В. 12, 25
Ситчихин Ю. В. 5, 65
Сквирская И. И. 4, 64; 5, 59
Скрипников Ю. С. 5, 57
Случевский Ю. Н. 12, 65
Смердов В. Ю. 3, 56
Смирнов С. А. 9, 62
Соболева Л. П. 6, 75
Совалов С. А. 8, 1
Соколов В. К. 1,1
Соловьева Г. Р. 7, 63
Сонин Ю. П. 7,57
Станчев К. 6,69
Степанов А. Д. 1, 28
Степанов В. П. 9, 52
Страхов С. В. 5, 74
Строганов Б. Г. 3, 69
Строганов Р. П. 6, 1
Строев В. А. 1, 76
Султанов А. Т. 7, 32
Сучик В. Е. 12, 60
Сыромятников С. Ю. 4, 71

Т

Тамазов А. И. 6, 46; 9, 5
Тареев Б. М. 11, 62
Тимкин Ю. В. 12, 64
Тимофеев В. А. 4, 50
Титов М. Н. 1, 56
Тиунчик В. М. 4, 19
Тихомиров Ю. В. 9, 58
Тодос П. И. 9, 65
Тозони О. В. 9, 32; 11, 34
Токарев Б. Ф. 9, 65
Токранов П. Н. 8, 40
Тонышев В. Ф. 1, 9
Торопцев Е. Л. 4, 11
Трефилов В. А. 2, 27
Трунов О. К. 9, 58
Тульчинский Г. А. 3, 50
Туманов И. М. 12, 25
Тырлов А. С. 8, 66
Тюханов Ю. М. 9, 8
Тян И. С. 7, 22

У

Усков А. В. 9, 71
Устинов С. М. 4, 11
Ушаков В. Я. 4, 64; 5, 59

Ф

Файбисович В. А. 4, 1
Федотов В. П. 2, 50
Филаретов В. В. 12, 63
Филимонов В. И. 10, 60
Филимонова Т. А. 12, 45
Филинская Н. Г. 4, 15
Фисенко С. А. 8, 44
Фридман П. М. 1, 61
Фролов В. Я. 1, 38

Х

Хабаров В. В. 7, 63
Халилов Ф. Х. 3, 74; 12, 67
Хватов С. В. 12, 25
Хвостов В. С. 12, 20
Хейккиля Х. 2, 9
Ходько И. Г. 2, 67; 6, 51
Худяков В. В. 2, 9

Ц

Цапенко Е. Ф. 11, 58; 12 65
Цветков В. А. 4, 43
Цгоев Р. С. 7, 1
Цейтлин Л. А. 10, 31

Ч

Чабан В. И. 6, 56; 9, 67
Чекалов Л. В. 9, 55
Чемерис В. Т. 10, 50
Чернышев В. А. 11, 64
Чивиджян Г. А. 6, 59
Читечян В. И. 10, 17
Чуев С. Г. 4, 39
Чунихин А. А. 3, 69
Чупак Т. М. 1, 51
Чучелов Д. Н. 11, 58; 12 65

Ш

Шакарян Ю. Г. 7, 1
Шалыт Г. М. 2, 60
Шарле Д. Л. 9, 74
Шаров В. А. 8, 71; 12, 40
Шведчикова И. А. 1, 74
Шестаков В. М. 8, 58
Шестопалов А. М. 5, 51
Шилин Н. В. 9, 17
Широков А. Г. 5, 60
Широков Н. Г. 4, 62
Ширяев А. О. 7, 38
Шкуропат П. И. 6, 49
Шлейфман И. Л. 5, 48
Шнеерсон Э. М. 1, 15
Шнейберг Я. А. 11, 1
Штейншлейгер В. Б. 8, 68
Штробелов В. А. 4, 71
Шулаков Н. В. 2, 27

Щ

Щелыкалов Ю. Я. 1, 54
Щербакова Г. А. 2, 55
Щуцкий В. И. 5, 65; 9, 50; 11, 56

Э

Эккель П. Я. 7, 65
Эфендиев С. Э. 6, 6

Ю

Юровский А. Г. 9, 1

Я

Ягуп В. Г. 6, 66
Якобс А. И. 6, 18
Ярмийчук В. Д. 6, 1
Яценко Ю. А. 12, 60

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Додотченко В. В., Николаев А. Г. Совершенствование энергетических показателей систем питания импульсных потребителей энергии при неизменном импульсе напряжения 1

Лидоренко Н. С., Мучник Г. Ф. Химические источники электроэнергии 5

Лапшин В. А. Расчет периодичности профилактических испытаний высоковольтных изоляционных конструкций и устройств с последовательным соединением элементов 10

Зилес Л. Д. О подавлении феррорезонанса трансформаторов напряжения 110—500 кВ 12

Ионов Ю. Г. Схемы замещения электрической дуги постоянного тока 16

Хвостов В. С., Мдзинаришвили А. Т., Преображенский С. М., Артемьев Ю. Н. Применение низкочастотных тиристоров в импульсных преобразователях 20

Хватов С. В., Туманов И. М., Симанов С. В. Математическая модель тиристорных переключающих устройств для повышения качества напряжения в электрических сетях 25

Никольский А. А. Динамические свойства электромеханических систем с пьезокомпенсаторами при учете распределенности параметров 34

Иньков Ю. М., Дубровский З. М., Киржнер Д. Л., Литовченко В. В., Шаров В. А. Анализ электромагнитных процессов в тяговом электроприводе вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями 40

Зеликсон Д. Л., Мотыль Д. Н., Филимонова Т. А. Клиновидный конденсатор для дисперсного анализа электропроводного порошка 45

СООБЩЕНИЯ

Костелянец В. С., Качурина Е. М. Резервная защита генератора с системой параллельного самовозбуждения 48

Попов В. И. Совмещенные обмотки якоря синхронной машины с возбуждением от третьей гармонической магнитного поля 51

Нэмени Т. М. Численно-аналитический расчет магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины . . . 54

Коняев А. Ю. Оценка показателей линейных асинхронных двигателей на стадии предпроектных исследований 58

Жуйков В. Я., Сучик В. Е., Денисюк С. П., Яценко Ю. А. Режим непрерывного тока дросселя в широтно-импульсном преобразователе 60

Аббасов Т. Ф. Электрофизические свойства пленок модифицированного полиэтилена низкой плотности . . . 61

ДИСКУССИИ 63

ХРОНИКА 67

Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1986 г. 71

Алфавитный указатель авторов статей 76

CONTENTS

Dodotchenko V. V., Nikolayev A. G. — Improvement of the Energy Characteristics of Supply Systems for Impulse Loads for a Constant Voltage Pulse 1

Lidorenko N. S., Muchnik G. F. — Chemical Sources of Electric Energy 5

Lapshin V. A. — Calculation of the Frequency of Preventive Maintenance for HV Insulation Assemblies and Devices Having Series Connected Elements 10

Ziles L. D. — On Suppression of Ferroresonance in 110—500 kV Transformers 12

Ionov U. G. — Equivalent Circuits for DC Arcs . . . 16

Khvostov V. S., Mdzinarishvili A. T., Preobrazhenski S. M., Artemev U. N. — Application of Low-Frequency Thyristors in Pulse Converters 20

Khvatov S. V., Tumanov I. M., Simanov S. V. — A Mathematical Model for Thyristor Switching Devices That Improve the Quality of the Network Voltage 25

Nikolski A. A. — Dynamic Properties of Electromechanical Systems Having Piezocompensators With Account Taken of Distributed Parameters 34

Inkov U. M., Dubrovski Z. M., Kirzhner D. L., Litovchenko V. V., Sharov V. A. — Analysis of Electromagnetic Phenomena in the Electric Drive for a Subway Car Having Induction Type Traction Motors 40

Zelikson D. L., Motil D. N., Filimonova T. A. — A Wedge Type Condenser for Dispersive Analysis of Electrical Conducting Powders 45

REPORTS

Kostelyanets V. S., Kachurina E. M. — Back-Up Protection of a Generator Having a Parallel Self-Excitation System 48

Popov V. I. — Composite Armature Windings in a Synchronous Machine Having Third-Harmonic Magnetic Field Excitation 51

Nameni T. M. — A Numerical-Analytical Calculation of the Magnetic Field in the Tooth Area of an Electrical Machine 54

Konyaev A. U. — Assessment of the Characteristics of Linear Induction Motors at the Pre-Design Study Stage . . 58

Zhuikov V. J., Suchik V. E., Denisiuk S. P., Yatsenko U. A. — Continuous Current Conditions in the Reactor of a Pulse-Width Converter 60

Abbasov T. F. — The Electro-Physical Properties of Films From Modified Low-Density Polyethylene 61

DISCUSSION 63

CHRONICLE 67

Contents of the Journal "Electrichestvo" for 1986 . . . 71

Alphabetical List of the Authors 76

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Рефераты публикуемых статей

УДК 621.314.1.621.376.001.24

Режим непрерывного тока дросселя в широтно-импульсном преобразователе. Жуйков В. Я., Сучик В. Е., Денисюк С. П., Яценко Ю. А. — «Электричество», 1986, № 12

Получены соотношения между параметрами элементов широтно-импульсного преобразователя, выполнение которых гарантирует существование режима непрерывного тока дросселя при любых длительностях периода работы и интервалов постоянства структуры схемы. Библ. 4.

УДК 621.373.431

Совершенствование энергетических показателей систем питания импульсных потребителей энергии при неизменном импульсе напряжения. Додотченко В. В., Николаев А. Г. «Электричество», 1986, № 12

На основе использования свойства вакуумно-дугового размыкающего коммутатора (ВДРК) изменять свое сопротивление при изменении магнитной индукции, создаваемой его катушкой магнитного управления, разработан способ питания мощной импульсной нагрузки (МИН) практически неизменным током при разряде заряженного емкостного накопителя (ЕН) на нагрузку через мощное магнитоуправляемое нелинейное сопротивление — ВДРК. При установленном аналитически отношении неизменного напряжения на нагрузке к начальному напряжению на ЕН, равном 0,5, коэффициент избыточности массы ЕН по предложенному способу минимум в 1,1 раза меньше, чем в известном случае питания МИН практически неизменным током от заряженной импульсной формирующей линии. Библ. 4.

УДК 621.317.333.6:621.315.62 001.4

Расчет периодичности профилактических испытаний высоковольтных изоляционных конструкций и устройств с последовательным соединением элементов. Лапшин Б. А. — «Электричество», 1986, № 12

Рассчитана функция распределения срока службы изделий с последовательно включенными элементами в предположении, что пробой отдельных элементов приводит к соответствующему повышению напряжения на исправных элементах. Приведены расчетные формулы и результаты оценки периодичности испытаний изделий с восстанавливаемыми и невосстанавливаемыми элементами. Библ. 8.

УДК 621.314.222.8.015.4:538.221.001.24

О подавлении феррорезонанса трансформаторов напряжения 110—500 кВ. Зилес Л. Д. — «Электричество». 1986, № 12

Рассмотрена возможность подавления установившихся феррорезонансных колебаний в трансформаторах напряжения 110—500 кВ на основной частоте включением во вторичную обмотку трансформатора активного сопротивления, значение которого определяется параметрами схемы, и возможность повторного развития феррорезонанса после отключения сопротивления. Получены оценки сопротивлений и значений времени, в течение которого они должны быть включены для устранения риска возобновления феррорезонанса. Библ. 4.

Динамические свойства электромеханических систем с пьезокомпенсаторами при учете распределенности параметров. Никольский А. А. — Электричество, 1986, № 12

Анализируются динамические свойства электроприводов со скорректированными активными упругими пьезокомпенсаторами в качестве исполнительных двигателей при учете распределенности параметров пассивных и активных элементов электромеханической системы (ЭМС). Рассматривается общий подход к частотному анализу пространственно-протяженных ЭМС, позволяющий рассчитывать передаточные функции и амплитудно-фазовые характеристики (АФХ) при реализации различных способов коррекции, а также оценивать эффективность различных вариантов многоканального управления пьезокомпенсаторами. Для частных случаев расчета динамических характеристик предложены рекуррентные процедуры и аналитические выражения. Приводятся примеры расчета АФХ пьезокомпенсаторов, скорректированных с помощью комбинации обратных связей, и результаты экспериментов с ними по обеспечению максимального быстродействия ЭМС. Библ. 8.

Анализ электромагнитных процессов в тяговом электроприводе вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями. Иньков Ю. М., Дубровский З. М., Киржнер Д. Л., Литовченко В. В., Шаров В. А. — «Электричество», 1986, № 12

Описана методика расчета электромагнитных процессов, протекающих в силовой цепи электропривода вагона метрополитена с асинхронными тяговыми двигателями, с минимальными упрощающими допущениями. Использование методики позволяет в несколько раз сократить время ЭВМ, необходимое при анализе электромагнитных процессов. Библ. 6.

УДК 681.123:537.72

Клиновидный конденсатор для дисперсного анализа электропроводного порошка. Зеликсон Д. Л., Мотыль Д. Н., Филимонова Т. А. — «Электричество», 1986, № 12

Проведено исследование прибора для анализа размеров частиц порошка, основанного на регистрации электрического тока, перенесенного колеблющимися в клиновом конденсаторе частицами электропроводного материала. В таком конденсаторе происходит пофракционное выделение частиц, время пребывания которых зависит от их массы. Показано, что время вылета является немонотонной функцией размера частицы, которая может быть использована для градуировки по оси времени. Приведено описание простой конструкции прибора для экспресс-анализа частиц в двух поддиапазонах размеров 2—30 мкм и 10—300 мкм. Библ. 3.

УДК 621.313.322.001.5

Численно-аналитический расчет магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины. — Нэмени Т. М. — «Электричество», 1986, № 12

Излагается метод расчета магнитного поля в зубцовой зоне электрической машины с двухсторонней зубчатостью, в котором в качестве аналитического решения в сопрягаемых областях используется конечно-разностный аналог метода Фурье. При этом удается существенно сократить порядок решаемой системы линейных уравнений. Приведен пример расчета. Библ. 7.

УДК 621.313.333.2.017.08

Оценка показателей линейных асинхронных двигателей на стадии предпроектных исследований. Коняев А. Ю. — «Электричество», 1986, № 12

Получены простые зависимости технико-экономических показателей линейных асинхронных двигателей от электромагнитной добротности и относительных параметров статора, приведены примеры их использования. Полученные выражения рекомендуются для предварительной оценки показателей линейных двигателей. Библ. 3.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Сабинин Ю. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Научные редакторы: Б. Д. Макаршин, А. Л. Прилуцкий

Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10, Телефон 924-24-80
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 15.10.86 Подписано в печать 09.12.86 Т-29456 Формат 60×90 1/8 Печать высокая Усл. печ. л. 10 Усл. кр.-отт. 10,5 Уч.-изд. л. 12,68 Тираж 5613 экз. Заказ 2900

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10 Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 142300 г. Чехов Московской области

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru