

Ep. 6.7
1477

ISSN 0136-3549
0320-3336

TALLINNA
POLÛTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

477

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'79

ПРОЕКТИРОВАНИЕ
И РАСЧЕТ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ



Электромеханика 1X

Ep. 6.7

477

**ТРИ
'79**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3

●
ПРОЕКТИРОВАНИЕ
И РАСЧЕТ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика 1X

Таллин 1979

С о д е р ж а н и е

1.	Л.Э. Варик, Г.К. Самолевский. О переходном процессе токов асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком.	3
2.	В.Э. Вагане. Пусковой процесс торцового магнитозлектрического синхронного двигателя с печатной обмоткой.	II
3.	И.И. Теллинен, Я.Я. Ярвик. Расчет мощности управляемого реактора стержневой конструкции	29
4.	Ю.А. Кала. Повышение быстродействия регулирования и защита амплитудно-регулируемых ферромагнитных устройств.	37
5.	А.П. Рейнер, Э.А. Сеппинг, Ю.А. Кала. Трансформатор тока для полупроводниковых схем	47
6.	Ю.Х. Треуфельд, А.Э. Эгель. О быстродействии датчиков тока в схемах тиристорных преобразователей.	59

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Труды ТПИ № 477

Проектирование и расчет электромагнитных устройств специального назначения

Электромеханика 1X

Редактор Р. Вырк. Техн. редактор В. Ранник

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 18 мая 1979 г.

Подписано к печати 29 ноября 1979 г.

Бумага 60x90/16. Печ. л. 4,0+0,25 прилож. Уч.-изд.л. 3,20

Тираж 300. МВ-04120. Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскля, 2/9

Зак. № 769. Цена 50 коп.

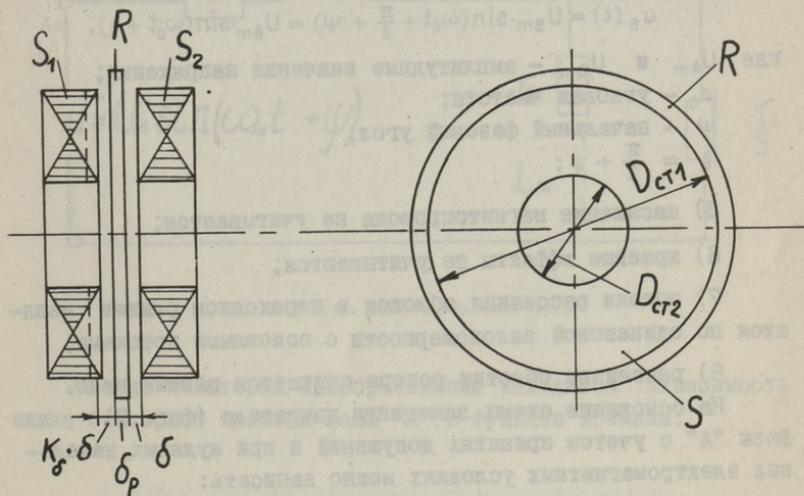


© Таллин, ТПИ, 1979

Л.Э. Варик, Г.К. Самолевский

О ПЕРЕХОДНОМ ПРОЦЕССЕ ТОКОВ АСИНХРОННОГО
ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С АКСИАЛЬНЫМ ПОТОКОМ

В данной работе исследуется вопрос о переходном процессе токов в статорных обмотках двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком при скольжении $s = 1,0$, с целью сравнительного анализа величины электромагнитной и электрохимической постоянных времени.



Фиг. 1. Схема магнитопровода двигателя.

Для исследования принимается двигатель (фиг. I) с одним активным статорным пакетом S_1 , с радиальными пазами без схода, в которых уложены обмотки. Двигатель имеет один неактивный пакет статора S_2 , используемый в качестве яр-

ма. Ротор двигателя R дисковый, сплошной из немагнитного токопроводящего материала.

Принимаются следующие предположения:

- 1) фазные обмотки статора выполнены распределенными, с пространственным сдвигом $\pi/2$ электрических градусов;
- 2) взаимоиндуктивная связь между обмотками статора отсутствует;
- 3) торцовые поверхности воздушного зазора плоскопараллельны;
- 4) напряжения, приложенные к фазным обмоткам статора, меняются во времени синусоидально, с неизменным фазовым углом $\pi/2$

$$u_A(t) = U_{Am} \cdot \sin(\omega_0 t + \psi),$$

$$u_B(t) = U_{Bm} \cdot \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \psi) = U_{Bm} \cdot \sin(\omega_0 t + \xi),$$

где U_{Am} и U_{Bm} — амплитудные значения напряжений;

ω_0 — угловая частота;

ψ — начальный фазовый угол;

$$\xi = \frac{\pi}{2} + \psi;$$

- 5) насыщение магнитопровода не учитывается;
- 6) краевые эффекты не учитываются;
- 7) потоки рассеяния обмоток в переходном режиме меняются по одинаковой закономерности с основными потоками;
- 8) рассеяние обмотки ротора считается равным нулю.

На основании схемы замещения двигателя (фиг. 2) для фазы "А" с учетом принятых допущений и при нулевых начальных электромагнитных условиях можно записать:

$$I_A(p) = \frac{U_{Am} e^{j\psi} (r_2 + r_m + p L_m)}{(p - j\omega) [p^2 L_1 L_m + p(r_1 L_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m) + r_1 r_m + r_1 r_2 + r_2 r_m]} \quad (I)$$

Применяя метод непосредственного отыскания оригиналов [1], находим комплексный оригинал тока в виде:

$$i_A(t) = U_{Am} e^{j\psi} \left[\frac{(r_2 + r_m + j\omega L_m) e^{j\omega t}}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)} + \right] \quad (2)$$

$$\left. + \frac{(r_2 + r_m + p_1 L_m) e^{p_1 t}}{(p_1 - j\omega)(p_1 - p_2)} + \frac{(r_2 + r_m + p_2 L_m) e^{p_2 t}}{(p_2 - j\omega)(p_2 - p_1)} \right] \text{ м.к.}$$

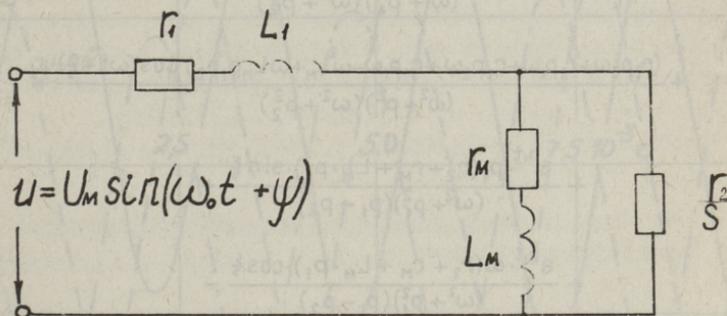
В выражении (2) p_1 и p_2 являются корнями характеристического уравнения

$$p^2 L_1 L_m + p(r_1 L_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m) + r_1 r_m + r_1 r_2 + r_2 r_m = 0, \quad (3)$$

и выражаются:

$$p_1 = \frac{-(r_1 r_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m) + \sqrt{(r_1 L_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m)^2 - 4 L_1 L_m (r_1 r_m + r_1 r_2 + r_2 r_m)}}{2 \cdot L_1 L_m}, \quad (4)$$

$$p_2 = \frac{-(r_1 L_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m) + \sqrt{(r_1 L_m + r_m L_1 + r_2 L_1 + r_2 L_m)^2 - 4 L_1 L_m (r_1 r_m + r_1 r_2 + r_2 r_m)}}{2 \cdot L_1 L_m}. \quad (5)$$



Фиг. 2. Схема замещения двигателя.

После некоторых преобразований находится зависимость тока статорной обмотки фазы "А" в функции времени:

$$i_A(t) = U_{Am} \left[\frac{(r_2 p_1 p_2 - \omega^2 p_2 - \omega^2 r_m + r_m p_1 p_2 - \omega^2 L_m p_2 - \omega^2 L_m p_1) \sin(\omega t + \psi)}{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2)} + \frac{(r_2 p_2 \omega + p_1 p_2 \omega + r_m p_2 \omega + r_m p_1 \omega - \omega^2 L_m + \omega L_m p_1 p_2) \cos(\omega t + \psi)}{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2)} + \frac{e^{p_1 t} \cdot p_1 (r_2 + r_m + L_m p_1) \sin \psi}{(\omega^2 + p_1^2)(p_1 - p_2)} \right]$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{e^{p_1 t} \cdot \omega(r_2 + r_m + p_1 L_m) \cos \psi}{(\omega^2 + p_1^2)(p_1 - p_2)} - \\
& - \frac{e^{p_2 t} \cdot p_2(r_2 + r_m + p_2 L_m) \sin \psi}{(\omega^2 + p_2^2)(p_1 - p_2)} - \\
& - \frac{e^{p_2 t} \cdot \omega(r_2 + r_m + p_2 L_m) \cos \psi}{(\omega^2 + p_2^2)(p_1 - p_2)} \Big]. \quad (6)
\end{aligned}$$

Аналогично вышеизложенному определяется зависимость тока статорной обмотки фазы "В" в функции времени выражением (7):

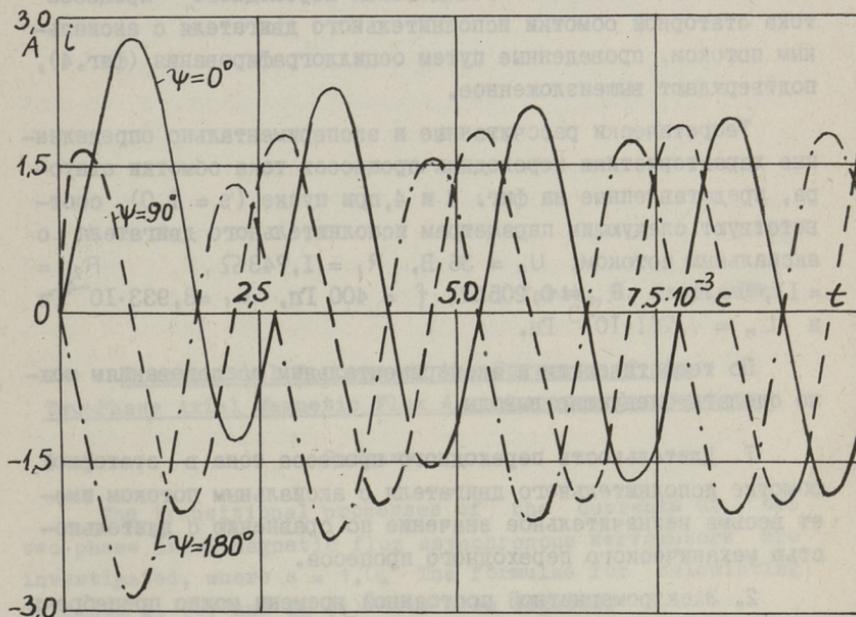
$$\begin{aligned}
i_B(t) = U_{Bm} \Big[& \frac{(r_2 p_1 p_2 - \omega^2 r_2 - \omega^2 r_m + r_m p_1 p_2 - \omega^2 L_m p_2 - \omega^2 L_m p_1) \sin(\omega t + \xi)}{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2)} + \\
& + \frac{(r_2 p_2 \omega + r_2 p_1 \omega + r_m p_2 \omega + r_m p_1 \omega - \omega^2 L_m + \omega L_m p_1 p_2) \cos(\omega t + \xi)}{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2)} + \\
& + \frac{e^{p_1 t} \cdot p_1(r_2 + r_m + L_m \cdot p_1) \cdot \sin \xi}{(\omega^2 + p_1^2)(p_1 - p_2)} + \\
& + \frac{e^{p_1 t} \cdot \omega(r_2 + r_m + L_m \cdot p_1) \cdot \cos \xi}{(\omega^2 + p_1^2)(p_1 - p_2)} - \\
& - \frac{e^{p_2 t} \cdot p_2(r_2 + r_m + L_m \cdot p_2) \cdot \sin \xi}{(\omega^2 + p_2^2)(p_1 - p_2)} - \\
& - \frac{e^{p_2 t} \cdot \omega(r_2 + r_m + L_m \cdot p_2) \cdot \cos \xi}{(\omega^2 + p_2^2)(p_1 - p_2)} \Big]. \quad (7)
\end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что в момент времени t , равным нулю, токи $i_A(t)$ и $i_B(t)$ имеют нулевое значение, т.е. начальные условия удовлетворяются.

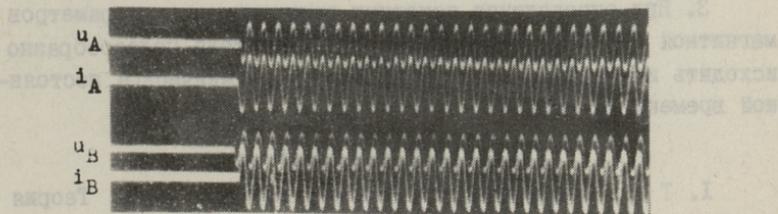
При рассмотрении выражений (6) и (7) можно сделать вывод, что при включении в сеть (при $s = I, 0$) токи фаз статора в переходном режиме состоят из вынужденной гармонической составляющей с множителями $\sin(\omega t + \psi)$, $\sin(\omega t + \xi)$, $\cos(\omega t + \psi)$, $\cos(\omega t + \xi)$ и из двух свободных составляющих

ших, затухающих аperiodически с различными постоянными времени.

С учетом знака и численного значения корней (4) и (5) характеристического уравнения (3) в выражениях (6) и (7) для реальных исполнительных двигателей с аксиальным потоком аperiodическая составляющая тока с множителем $e^{p_1 t}$ затухает в переходном режиме медленнее, чем составляющая с множителем $e^{p_2 t}$.



Фиг. 3. Расчетные кривые переходного процесса статорного тока при начальном фазовом угле ψ .



Фиг. 4. Опытные кривые переходного процесса токов обмоток статора.

Для оценки величины электромагнитной постоянной времени, т.е. быстроты переходного процесса тока при пуске ($s = 1,0$), проведены расчеты на ЭВМ. Из фиг. 3 видно, что переходный процесс тока в обмотке статора заканчивается практически через 2,5 периода, при начальном фазовом угле $\psi = 0^\circ$ или 180° . При остальных значениях ψ переходный процесс тока протекает еще быстрее.

Экспериментальные исследования переходного процесса тока статорной обмотки исполнительного двигателя с аксиальным потоком, проведенные путем осциллографирования (фиг.4), подтверждают вышеизложенное.

Теоретически рассчитанные и экспериментально определенные характеристики переходных процессов тока обмотки статора, представленные на фиг. 3 и 4, при пуске ($s = 1,0$) соответствуют следующим параметрам исполнительного двигателя с аксиальным потоком: $U_n = 36$ В, $R_1 = 1,743 \Omega$, $R_2 = 11,910 \Omega$, $R_m = 0,205 \Omega$, $f = 400$ Гц, $L_1 = 8,933 \cdot 10^{-4}$ Гн и $L_m = 4,761 \cdot 10^{-3}$ Гн.

По теоретическим и экспериментальным исследованиям можно сделать следующие выводы.

1. Длительность переходного процесса тока в статорной обмотке исполнительного двигателя с аксиальным потоком имеет весьма незначительное значение по сравнению с длительностью механического переходного процесса.

2. Электромагнитной постоянной времени можно пренебречь при определении электромеханического переходного процесса двигателя.

3. При определении основных геометрических параметров магнитной системы рассматриваемого двигателя целесообразно исходить из заданного значения электромеханической постоянной времени T_M [2].

Л и т е р а т у р а

1. Толстов Ю.Г., Теврюков А.А. Теория электрических цепей. М., Высшая школа, 1971.

2. Варик Л.Э., Самолевский Г.К. Об определении основных геометрических параметров магнитной си-

стемы двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 369.

Переходный процесс токов в двухфазном асинхронном двигателе с аксиальным потоком

L. Varik, G. Samolevski

Transitional Process of the Currents of the Two-Phase Axial Magnetic Flux Asynchronous Servomotors

Summary

The transitional processes of the currents of the two-phase axial magnetic flux asynchronous servomotors are investigated, where $s = 1.0$. The formulae for calculating currents $i_A(t)$ and $i_B(t)$ have been deduced.

ПУСКОВОЙ ПРОЦЕСС ТОРЦОВОГО МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО
СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПЕЧАТНОЙ ОБМОТКОЙ

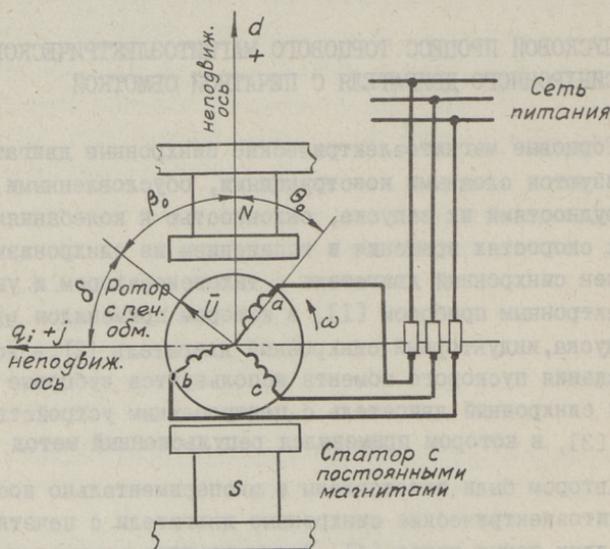
Торцовые магнитоэлектрические синхронные двигатели характеризуются сложными конструкциями, обусловленными известными трудностями их запуска, склонностью к колебаниям при высоких скоростях вращения и выпадением из синхронизма. Был предложен синхронный двигатель с тахогенератором и управляемым электронным прибором [1], в котором применялся частотный метод пуска, индукторный синхронный двигатель [2], в котором для создания пускового момента используются зубцовые гармоники, и синхронный двигатель с центробежным устройством со щеткой [3], в котором применялся репульсионный метод пуска.

Автором были изготовлены и экспериментально исследованы магнитоэлектрические синхронные двигатели с печатной обмоткой двух новых типов [4]. У одного типа асинхронный момент создается вихревыми токами, индуктированными в полюсных наконечниках из мягкой стали, у другого типа полюсных наконечников нет, и пуск осуществляется с помощью гистерезисного момента, возникающего вследствие перемагничивания некоторого слоя постоянных магнитов индуктора. У обоих типов в пуске участвуют пульсирующие составляющие момента, вызванные магнитной несимметрией статора и взаимодействием магнитных полей статора и ротора. Большое влияние при пуске оказывают также значительное активное сопротивление фазной обмотки и момент включения в сеть питания. Поэтому в данной статье будет исследован асинхронный режим возбужденного явнополюсного синхронного двигателя с учетом активного сопротивления фазной обмотки при следующих допущениях:

1) двигатель питается симметричной системой напряжений от бесконечно мощной сети;

- 2) магнитный поток постоянных магнитов считается во время асинхронного режима неизменным [8];
- 3) машина считается ненасыщенной;
- 4) асинхронный режим рассматривается состоящим из последовательных установившихся процессов [5...7].

Принятая координатная система показана на фиг. 1.



Фиг. 1. Координатная система.

При исследовании асинхронного режима используем систему относительных величин. В качестве базовых величин принимаются номинальные значения фазного тока и напряжения, угловой скорости вращения, потокоцепления и момента, соответствующего потребляемой из сети номинальной кажущейся мощности при номинальной скорости вращения и действующей в сторону ускорения ротора. За базовую величину сопротивления принято сопротивление, равное отношению базового напряжения и тока.

Токи ротора (печатной обмотки) при произвольной скорости вращения можно рассматривать как сумму токов, вызванных возбуждением со стороны статора (постоянных магнитов) и питанием со стороны сети. Пренебрегая насыще-

нием, эти составляющие можно рассчитывать независимо друг от друга и, пользуясь методом наложения, найти ток ротора.

Электромагнитный момент и его составляющие

а. Питание от сети без учета возбуждения

Исходим из уравнений напряжений якоря при постоянной скорости вращения ротора [5]:

$$\left. \begin{aligned} u_{(d)} &= U_m \cos(st - \theta_0) = p \psi_{(d)} - (1-s) \psi_{(q)} + r i_{(d)}; \\ u_{(q)} &= U_m \sin(st - \theta_0) = p \psi_{(q)} + (1-s) \psi_{(d)} + r i_{(q)}, \end{aligned} \right\} \quad (I)$$

где $u_{(d)}, \psi_{(d)}$ и $i_{(d)}$ - мгновенные значения напряжения, потокоцепления и тока по продольной оси;

$u_{(q)}, \psi_{(q)}$ и $i_{(q)}$ - мгновенные значения напряжения, потокоцепления и тока по поперечной оси;

$p = \frac{d}{dt}$ - активное сопротивление фазной обмотки;

t - дифференциальный оператор;

t - время;

s - скольжение;

U_m - амплитуда фазного напряжения;

θ_0 - угол между продольной осью статора и осью обмотки фазы "а" ротора в момент включения $t = 0$ (см. фиг. I).

Учитывая четвертое допущение, уравнения (I) целесообразно выразить в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{(d)} &= U e^{j(st - \theta_0)} = j s \dot{\psi}_{(d)} - (1-s) \dot{\psi}_{(q)} + r \dot{I}_{(d)}; \\ \dot{U}_{(q)} &= -j U e^{j(st - \theta_0)} = j s \dot{\psi}_{(q)} + (1-s) \dot{\psi}_{(d)} + r \dot{I}_{(q)}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где U - эффективное значение фазного напряжения.

Напряжения $j \dot{\psi}_{(d)}$ и $j \dot{\psi}_{(q)}$ могут быть определены через токи и полные сопротивления в осях d и q :

$$\left. \begin{aligned} j\dot{\Psi}_{(d)} &= \dot{I}_{(d)} Z_d(j\omega) = \dot{I}_{(d)} [r_d(j\omega) + jx_{ds}(j\omega)] = \\ &= \dot{I}_{(d)} Z_{ds} = \dot{I}_{(d)} (r_{ds} + jx_{ds}); \\ j\dot{\Psi}_{(q)} &= \dot{I}_{(q)} Z_q(j\omega) = \dot{I}_{(q)} [r_q(j\omega) + jx_{qs}(j\omega)] = \\ &= \dot{I}_{(q)} Z_{qs} = \dot{I}_{(q)} (r_{qs} + jx_{qs}). \end{aligned} \right\} (3)$$

Сопротивления Z_{ds} и Z_{qs} определяются из схем замещения.

Токи из уравнений (2) с учетом (3):

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{(d)} &= \frac{[r - (1-2s)(r_{qs} + jx_{qs})] U e^{j(st - \theta_0)}}{r^2 + sr(r_{ds} + jx_{ds} + r_{qs} + jx_{qs}) - (1-2s)(r_{ds} + jx_{ds})(r_{qs} + jx_{qs})}; \\ \dot{I}_{(q)} &= \frac{[-r + (1-2s)(r_{ds} + jx_{ds})] j U e^{j(st - \theta_0)}}{r^2 + sr(r_{ds} + jx_{ds} + r_{qs} + jx_{qs}) - (1-2s)(r_{ds} + jx_{ds})(r_{qs} + jx_{qs})}. \end{aligned} \right\} (4)$$

Переход от комплексного значения тока $\dot{I} = m \pm jn$ к мгновенному значению тока производится при помощи следующей формулы:

$$i = \operatorname{Re}(m \pm jn) e^{j(st - \theta_0)} = m \cos(st - \theta_0) \pm n \sin(st - \theta_0). \quad (5)$$

Следовательно, мгновенные значения токов:

$$\left. \begin{aligned} i_{(d)} &= \frac{U}{A} [(af - bq) \cos(st - \theta_0) + (aq + bf) \sin(st - \theta_0)]; \\ i_{(q)} &= \frac{U}{A} [(cq - df) \cos(st - \theta_0) + (cf + dq) \sin(st - \theta_0)], \end{aligned} \right\} (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{где } A &= f^2 + g^2; \\ f &= r^2 + sr(r_{ds} + r_{qs}) - (1-2s)(r_{ds}r_{qs} + x_{ds}x_{qs}); \\ g &= sr(x_{ds} + x_{qs}) - (1-2s)(r_{qs}x_{ds} + r_{ds}x_{qs}); \\ a &= r - (1-2s)r_{qs}; \\ b &= (1-2s)x_{qs}; \\ c &= (1-2s)r_{ds} - r; \\ d &= (1-2s)x_{ds}. \end{aligned} \right\} (7)$$

Мгновенные значения потокосцеплений из (3) с учетом (6):

$$\left. \begin{aligned} \psi_{(d)} &= \frac{U}{A} \left\{ [(af - bg)x_{ds} - (ag - bf)r_{ds}] \cos(st - \theta_0) + \right. \\ &\quad \left. + [(ag + bf)x_{ds} + (af - bg)r_{ds}] \sin(st - \theta_0) \right\}; \\ \psi_{(q)} &= \frac{U}{A} \left\{ [(cg - df)x_{qs} - (cf + dq)r_{qs}] \cos(st - \theta_0) + \right. \\ &\quad \left. + [(cg - df)r_{qs} - (cf + dq)x_{qs}] \sin(st - \theta_0) \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

б. Возбуждение со стороны статора без учета питания от сети

Токи по осям d и q , обусловленные возбуждением, могут быть определены из уравнений (I), если предположить, что $u_{(d)} = u_{(q)} = 0$ и $p = 0$:

$$\left. \begin{aligned} -(1-s)\psi_{q0} + r i_{d0} &= 0; \\ (1-s)\psi_{d0} + r i_{q0} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Потокосцепления с учетом второго допущения:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d0} &= E - x_d i_{d0}; \\ \psi_{q0} &= -x_q i_{q0}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Токи из уравнений (9) с учетом (10):

$$\left. \begin{aligned} i_{d0} &= \frac{(1-s)^2 x_q E}{r^2 + (1-s)^2 x_d x_q}; \\ i_{q0} &= -\frac{(1-s) r E}{r^2 + (1-s)^2 x_d x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Потокосцепления из уравнений (10) с учетом (11):

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d0} &= \frac{r^2 E}{r^2 + (1-s)^2 x_d x_q}; \\ \psi_{q0} &= \frac{(1-s) r x_q E}{r^2 + (1-s)^2 x_d x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

В уравнениях (10)...(12) приняты следующие обозначения: E — э.д.с. холостого хода; x_d и x_q — продольное и поперечное синхронное индуктивное сопротивление.

**в. Возбужденный синхронный двигатель, включенный
в сеть питания**

Полные мгновенные токи и потокосцепления:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_{(d)} + i_{d0}; \\ i_q &= i_{(q)} + i_{q0}; \\ \Psi_d &= \Psi_{(d)} + \Psi_{d0}; \\ \Psi_q &= \Psi_{(q)} + \Psi_{q0}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Мгновенное значение электромагнитного момента:

$$m = m_1 + m_2 + m_{12} + m_{21}. \quad (14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= \Psi_{(d)} i_{(q)} - \Psi_{(q)} i_{(d)}; \\ m_2 &= \Psi_{d0} i_{q0} - \Psi_{q0} i_{d0}; \\ m_{12} &= \Psi_{(d)} i_{q0} - \Psi_{(q)} i_{d0}; \\ m_{21} &= \Psi_{d0} i_{(q)} - \Psi_{q0} i_{(d)}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Составляющие момента

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{U}{A} \right)^2 \left\{ (hl - km)(x_{ds} - x_{qs}) - (kl - hm)(r_{ds} + r_{qs}) + \right. \\ &+ [(hl + km)(x_{ds} - x_{qs}) - (kl - hm)(r_{ds} - r_{qs})] \cos 2(st - \theta_0) + \\ &+ [(kl - hm)(x_{ds} - x_{qs}) + (hl - km)(r_{ds} - r_{qs})] \sin 2(st - \theta_0) \left. \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

$$m_2 = -\frac{(1-s)rE^2}{B^2} [r^2 + (1-s)^2 x_q^2]; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} m_{12} &= -\frac{UE(1-s)}{AB} \left\{ [(hx_{ds} - kr_{ds}) \cos(st - \theta_0) + \right. \\ &+ (kx_{ds} + hr_{ds}) \sin(st - \theta_0)] r + [(lx_{qs} + \\ &+ mr_{qs}) \cos(st - \theta_0) - (mx_{qs} - lr_{qs}) \sin(st - \theta_0)] x_q \left. \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m_{21} &= \frac{UEr}{AB} \left\{ [l \cos(st - \theta_0) - m \sin(st - \theta_0)] r - \right. \\ &- [h \cos(st - \theta_0) + k \sin(st - \theta_0)] (1-s) x_q \left. \right\}, \quad (19) \end{aligned}$$

где

$$\left. \begin{aligned} h &= af - bg; \\ k &= ag + bf; \\ l &= cg - df; \\ m &= cf + dg; \\ B &= r^2 + (1-s)^2 x_d x_q, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Составляющая момента m_1 вызвана только питанием от сети и состоит из среднего момента (члены без синуса и косинуса) и момента двойной частоты скольжения (члены с $\sin 2(st - \theta_0)$ и $\cos 2(st - \theta_0)$).

Составляющая момента m_2 вызвана только возбуждением, ее значение отрицательное, оказывая поэтому тормозящее воздействие.

Составляющие момента m_{12} и m_{21} вызваны взаимодействием электромагнитных полей, вызванных питанием от сети и возбуждением. Эти составляющие имеют частоту скольжения (изменяются по $\sin(st - \theta_0)$ и $\cos(st - \theta_0)$).

Следует подчеркнуть, что момент двойной частоты скольжения возникает только питанием от сети. Возбуждение вызывает моменты частоты скольжения.

Средний момент:

$$m_{cp} = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{A} \right)^2 [(hl + km)(x_{ds} - x_{qs}) + (hm - kl)(r_{ds} + r_{qs})] - \frac{(1-s)rE^2}{B^2} [r^2 + (1-s)^2 x_d^2]. \quad (21)$$

Пульсирующий момент:

$$m_{пульс} = m - m_{cp}. \quad (22)$$

Докажем правильность полученных формул при синхронной скорости вращения и $r = 0$, $r_{ds} = 0$ и $r_{qs} = 0$. В этом случае: $f = x_d x_q$, $g = 0$, $A = x_d^2 x_q^2$, $a = 0$, $b = x_q$, $c = 0$, $d = x_d$, $h = 0$, $k = x_d x_q^2$, $l = -x_d^2 x_q$, $m = 0$, $B = x_d x_q$, $st - \theta_0 = \frac{\pi}{2} + \delta$,

Где δ является углом нагрузки.

Составляющая момента m_1 :

$$\begin{aligned} m_1 &= -\frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2 \left(\frac{\pi}{2} + \delta \right) = \\ &= -U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin \left(\frac{\pi}{2} + \delta \right) \cos \left(\frac{\pi}{2} + \delta \right) = \\ &= -U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos \delta (-\sin \delta) = \\ &= \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\delta. \end{aligned}$$

Составляющая момента m_{12} :

$$m_{12} = \frac{UE}{x_d} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \delta \right) = \frac{UE}{x_d} \sin \delta.$$

Составляющие момента m_2 и m_{21} равны нулю при условии, что $r = 0$.

Пусковой процесс

Уравнение движения ротора:

$$m = m_{нагр} + T_m s \frac{ds}{d\theta}, \quad (23)$$

где $T_m = \frac{GD^2 n_H^3 p}{3,45 S_H} 10^{-10}$ — постоянная инерции в относительных единицах;

GD^2 — маховой момент, гс·см²;

n_H — синхронная скорость вращения, об/мин;

p — число пар полюсов;

S_H — номинальная кажущаяся мощность, В.А;

$m_{нагр}$ — момент нагрузки.

Уравнение (23) может быть решено с помощью метода полей направления [6].

Рассмотрим на примере решение уравнения (23) для магнитоэлектрического синхронного двигателя с печатной обмоткой, который имеет на статоре полюсные наконечники из мягкой стали. Параметры полюсного наконечника рассчитаем по [7].

Решение уравнения (23) для магнитоэлектрического синхронного двигателя без полюсных наконечников отличается от рассматриваемого случая лишь тем, что вместо параметров полюсного наконечника оперируют параметрами постоянного магнита.

Сопротивление полюсного наконечника:

$$Z'_{n\delta} = Z_{n\delta} e^{j\alpha} K = Z''_{n\delta} K, \quad (24)$$

где $Z'_{n\delta}$ — полное комплексное сопротивление массивного стального наконечника с учетом распределения потока;

$Z_{n\delta}$ — модуль полного сопротивления;

α — аргумент полного сопротивления;

$Z''_{n\delta}$ — полное комплексное сопротивление наконечника без учета распределения потока;

$$K = Z'_{n\delta} / Z''_{n\delta}.$$

Полное комплексное сопротивление без учета распределения потока:

$$Z''_{n\delta} = \frac{\lambda}{s U_{n\delta}} e^{j26,6}. \quad (25)$$

Здесь

$$\lambda = \frac{24 k_{o\delta} f L_n^2 w_\phi^3 B_s \rho}{p L_\phi}, \quad (26)$$

где L_ϕ — средняя ширина полюсного наконечника;

L_n — длина полюсного наконечника в радиальном направлении;

w_ϕ — число витков фазной обмотки;

B_s — индукция магнитного насыщения;

f — частота питания;

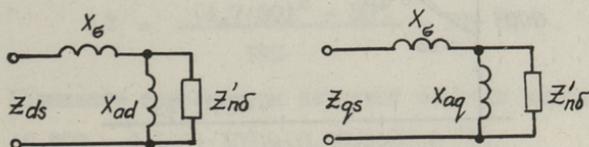
$k_{o\delta}$ — обмоточный коэффициент;

ρ — удельное сопротивление полюсного наконечника;

s — скольжение;

$U_{n\delta}$ — падение напряжения на комплексном сопротивлении полюсного наконечника;

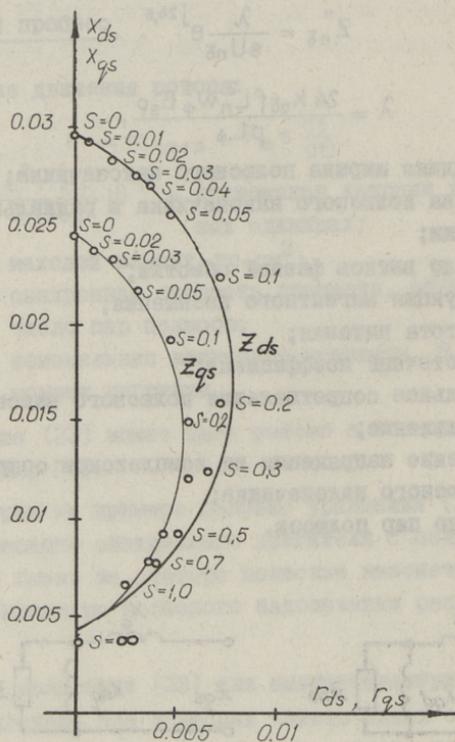
p — число пар полюсов.



Фиг. 2. Упрощенные схемы замещения по продольной и поперечной осям.

Расчет проведем при следующих данных: $U_{n\delta} = 10,8 \text{ В}$; $\rho = 3$; $f = 50 \text{ Гц}$; $K_{об} = 0,9$; $B_s = 1,8 \text{ тл}$; $L_n = 2,5 \text{ см}$; $L_\phi = 4,8 \text{ см}$; $\rho = 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$; $x_{dd} = 0,005 \text{ Ом}$; $x_{dq} = 0,004 \text{ Ом}$.

Учитывая еще, что магнитное сопротивление постоянных магнитов достаточно велико, продольный и поперечный магнитный поток печатной обмотки имеет почти одинаковую картину путей [8]. Это позволяет провести расчет полного сопротивления по продольной (Z_{ds}) и поперечной (Z_{qs}) осям по упрощенным схемам замещения (фиг. 2). Здесь целесообразно также напомнить, что активное сопротивление фазной обмотки в полные сопротивления Z_{ds} и Z_{qs} не входит [6, 7]. Падение напряжения на активном сопротивлении учитывается в уравнениях (I) отдельными членами. Результаты расчета Z_{ds} и Z_{qs} приведены в относительных единицах на фиг. 3.



Фиг. 3. Зависимость Z_{ds} и Z_{qs} от скольжения.

Для решения уравнения (23) приводим еще следующие данные: $U = U_{n\delta} = 4,7$; $E = 0,67$; $r = 0,38$; $T_m = T_{mgb} + T_{mнагр} = 3 + 3 = 6$; $m_{нагр} = 0,3$. Сопротивления r_{ds} ; r_{qs} ; X_{ds} и X_{qs} определяются по фиг. 3.

Отметим, что для пуска опытного двигателя потребовалось при частоте $f = 50$ Гц повышенное напряжение ($U = 4,7$), что вызвано в основном:

- а) тормозящим моментом ввиду постоянных магнитов;
- б) большим активным сопротивлением фазной обмотки, которое создает тормозящий момент при скольжениях $0,5 < s \leq 0$;
- в) малым значением вихревых токов, индуцированных в полюсных наконечниках, который обусловлен конструктивными особенностями этих двигателей (сравнительно низкая линейная токовая нагрузка печатной обмотки - $A = 3000$ А/м и большой воздушный зазор - $b/\tau_{cp} = 0,055$);^{сд}
- г) малым числом полюсов ($2p = 6$).

Проведенные на основании экспериментальных данных теоретические исследования показали, что опытный синхронный двигатель запускался при частоте $f = 50$ Гц на номинальном напряжении, если число полюсов было бы $2p \geq 12$.

Активное сопротивление фазной обмотки увеличивается во время пускового процесса незначительно, так как пусковой процесс длится только $0,009 \dots 0,146$ с. Согласно [9] скорость повышения температуры обмотки:

$$\Delta \dot{\mathcal{N}} = \frac{\Delta^2 - \Delta_0^2}{175}, \quad (27)$$

где Δ и Δ_0 соответственно, мгновенное и начальное плотности тока.

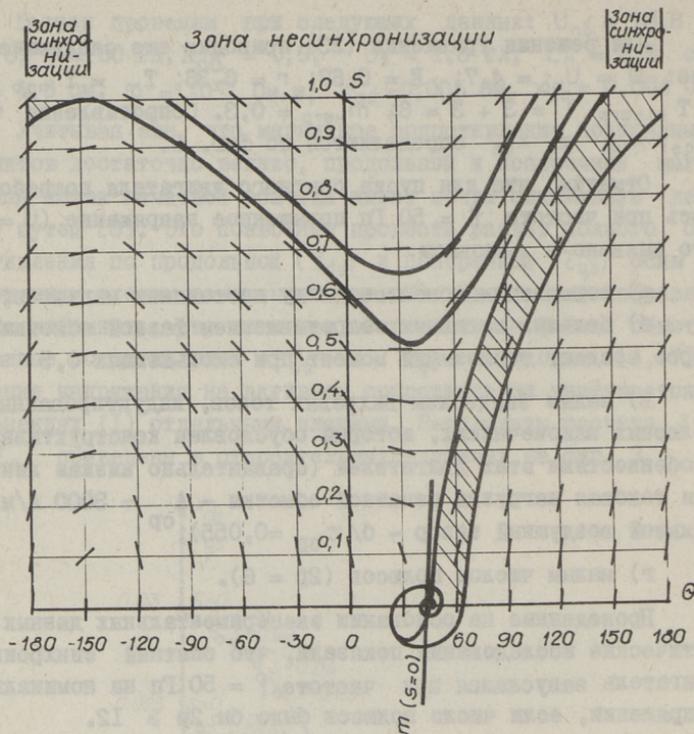
В данном случае, при $\Delta_0 = 30$ А/мм², получим:

$$\Delta \dot{\mathcal{N}} = \frac{(4,7 \cdot 30)^2 - 30^2}{175} = 109 \text{ } ^\circ\text{C/с.}$$

Повышение температуры печатной обмотки выражается

$$(0,009 \dots 0,146) \cdot 109 = 0,98 \dots 15,8 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

На основании этих данных приведение сопротивления к $+75$ $^\circ\text{C}$, что необходимо для двигателей с классической конструкцией, здесь не оправдано.



Фиг. 4. Решение уравнения движения с помощью поля направлений.

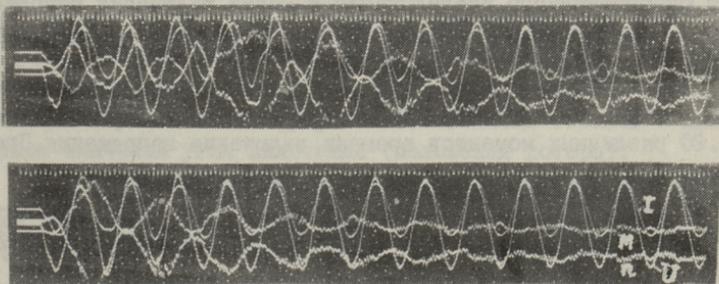
Решение уравнения движения (23) было связано с большой вычислительной работой. Результаты расчета показаны на фиг. 4.

Из этой фигуры видно, что время пуска зависит от момента включения напряжения. При углах включения $\theta_0 = 150^\circ \dots 180^\circ$ и $\theta_0 = -150^\circ \dots -180^\circ$ двигатель синхронизируется очень быстро. При углах включения $-150^\circ < \theta_0 < +150^\circ$ синхронизация начинается только после промежутка времени, необходимого для поворота пространственного вектора напряжения из зоны несинхронизации в зону синхронизации. Однако, как показали экспериментальные исследования, большое влияние на время пуска оказывает сопротивление щеточного контакта, увеличивая время пуска (см. табл. I, второй столбец).

Т а б л и ц а I

Экспериментальные данные пускового процесса

Положение ротора, считая от начального, град.	Время достижения номинальной скорости с момента включения, с	Максимальное превышение синхронной скорости при пуске, рад/с	Число колебаний скорости до установившегося режима	Время достижения установившейся синхронной скорости с момента включения, с
0	0,012...0,078	30...39	8...12	0,24...0,31
5	0,013...0,021	26...39	8...13	0,25...0,39
10	0,012...0,056	12...26	10...12	0,31...0,33
15	0,010...0,111	11...28	10...13	0,28...0,37
20	0,010...0,102	26...30	10...13	0,30...0,37
25	0,014...0,104	26...30	10...13	0,28...0,37
30	0,017...0,12	26...30	8...13	0,24...0,36
35	0,013...0,093	26...30	9...15	0,27...0,41
40	0,009...0,14	26...30	9...15	0,26...0,40
45	0,009...0,146	17...26	9...26	0,27...0,43
50	0,011...0,102	23...25	8...13	0,23...0,37
55	0,014...0,088	22...26	8...12	0,24...0,33
60	0,026...0,11	21...26	10...14	0,27...0,37



Фиг. 5. Осциллограммы пускового процесса.

Дело в том, что несмотря на тщательную обработку щеточного контакта, нормальное нажатие (200 гс/см^2) и нали-

чие двух параллельных щеток в каждой фазе, сопротивление щеточного контакта изменяется в пределах одного оборота ротора от 0,101...0,248 Ом (1,39...3,4 о.е.). Это связано также с образованием изоляционного слоя окиси меди, который на низких напряжениях (менее 100 В) трудно пробиваемый. Поэтому, если двигатель включался при таком положении ротора, где сопротивление щеточного контакта наибольшее, наблюдалось явление ползания (фиг. 5, а) и потребовалось несколько поворотов вектора напряжения, пока совпадали наилучшие условия пуска (наименьшее сопротивление щеточного контакта и вектор напряжения попал в зону синхронизации). Осциллограмма пускового процесса в последнем случае показана на фиг. 5, б.

Для анализа пусковых свойств опытного двигателя было осциллографировано изменение во времени скорости вращения, ускоряющего момента (по методу Иттерберга), фазного тока и линейного напряжения. В качестве тахогенератора использовался двигатель постоянного тока с печатной обмоткой мощностью 5 Вт, выходным напряжением 1,3 В при скорости вращения 1000 об/мин. Последовательно со шлейфом вибратора осциллографа Н102 и якорной обмоткой тахогенератора была соединена конденсаторная батарея 240 мкф.

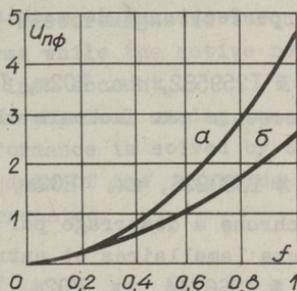
Осциллограммы сняты при разных положениях ротора с интервалом по 5 геометрических градусов на протяжении одного полюсного деления. Разное положение ротора выбиралось для одновременного исследования момента включения напряжения и влияния сопротивления щеточного контакта на пусковой процесс двигателя.

В каждом положении ротора выбиралось произвольно 10...20 различных моментов времени включения напряжения. Произвольное включение выбрано из-за отсутствия подходящей быстродействующей специальной аппаратуры, которую необходимо еще разработать. Использование реле времени для этой цели не дало требуемых результатов.

Исходным считалось такое положение ротора, при котором начальный проводник средней фазы находился против межполюсного зазора.

Экспериментальные данные, полученные на основании анализа свыше 200 осциллограмм, приведены в таблице I.

Пусковые свойства опытного синхронного двигателя улучшились с применением полной пусковой обмотки в виде дисков из красной меди (толщина одного диска 0,1 мм, радиусы диска соответствуют радиусам полюсного наконечника). Диски наклеены на полюсные наконечники. Результаты эксперимента приведены на фиг. 6.



Фиг. 6. Зависимость пускового фазного напряжения от частоты опытной синхронной машины с полюсовыми наконечниками: а - без специальной пусковой обмотки, б - со специальной пусковой обмоткой.

Выводы

1. Величина электромагнитного момента и связанное с ним время пуска торцового магнитоэлектрического синхронного двигателя с печатной обмоткой зависит от момента включения напряжения питания. Это видно также из экспериментальных данных (первые цифры второй графы таблицы I).

2. Большое влияние на время пуска оказывает сопротивление щеточного контакта. Именно этим объясняются пределы изменения указанных в графах 2...5 величин таблицы I при одном значении угла включения (положения ротора).

3. Магнитоэлектрические синхронные двигатели с печатной обмоткой могут запускаться в течение полупериода частоты питания. Это видно из фиг. 4 и экспериментальных данных. Углам $\theta = +180 \dots +150$, $\theta = -150 \dots -180$ соответствует положение ротора $5^\circ \dots 25^\circ$ по таблице I. Углу $\theta = 0^\circ$ соответствует положение ротора 60° . Двигатель запускался после поворота вектора напряжения из зоны несинхронизации в зону синхронизации ($t_{\text{пуска}} = 0,26$ с).

4. Пусковые свойства улучшаются с применением специальной пусковой обмотки. Для индуцирования вихревых токов с той же силой потребуется уменьшенное значение напряжения питания.

Л и т е р а т у р а

1. Dispositif perfectionné de machine électrique tournante synchrone.

Французский патент № I259582, кл. H02K, 1961.

2. Perfectionnements aux moteurs électriques à entrefer axial.

Французский патент № I330226, кл. H02K, 1963.

3. Moteur synchrone à démarrage par répulsion avec circuit à conducteurs lamellaires et entrefer plan.

Французский патент № I366744, кл. H02K, 1964.

4. Вагане В.Э. Торцовые магнитоэлектрические синхронные двигатели с печатными обмотками. Известия Вузов, Электромеханика, № 6, 1977.

5. Павлюк К., Беднарек С. Пуск и асинхронные режимы синхронных двигателей. М., Энергия, 1971.

6. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. ГЭИ, 1963.

7. Widger, G.F.T. and Adkins, B. Starting performance of synchronous motors with solid salient poles. -Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1968, 115, N 10.

8. Вагане В.Э. Рабочие характеристики магнитоэлектрического синхронного двигателя с печатной обмоткой. Известия Вузов, Электромеханика, № 7, 1971.

9. Казовский Е.Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. Изд. АН СССР, 1962.

Starting Performance of Axial Synchronous
Motors with Permanent Magnet Salient Poles
and Printed Circuits

Summary

The article presents the expression of the excited synchronous motor electromagnetic torque and the expressions of its single terms while the active resistance of phase winding is taken into account.

The electromechanical moving equation characterising the starting performance is solved by the method of tangent. The experimental data of the starting performance oscillographation are presented.

И. И. Теллинен, Я. Я. Ярвик

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА СТЕРЖНЕВОЙ КОНСТРУКЦИИ

Введение

В настоящее время в Советском Союзе ведутся работы по разработке и внедрению в опытно-промышленную эксплуатацию управляемых реакторов для регулирования режимов работы энергосистем.

Относительно широкое распространение получило направление, связанное с использованием для этих целей управляемых реакторов с вращающимся магнитным полем электромашинной конструкции. Такой вариант реактора уже довольно хорошо разработан. Для него проведены большие теоретические и экспериментальные исследования, созданы опытно-промышленные образцы.

Другим возможным вариантом является управляемый реактор стержневой конструкции. Такая конструкция реактора предложена в Казахском политехническом институте. Этот реактор еще сравнительно мало изучен. Для проектирования таких реакторов прежде всего необходимо иметь методику расчета их электромагнитной мощности, окончательного варианта которой на данный момент еще практически не существует. В данной работе предлагается один из возможных путей решения этой проблемы, который исходит из удельной намагничивающей мощности магнитопровода.

Удельная намагничивающая мощность

Предположим, что имеется какой-нибудь замкнутый магнитопровод без потерь с обмоткой, к которой приложено напряжение переменного тока U . В этом случае можно записать

$$\dot{U} = \dot{U}_e + \dot{I} z,$$

где U_e - напряжение, соответствующее э.д.с.;
 z - сопротивление обмотки.

Умножая обе части на сопряженный комплекс тока \dot{I}^* , можно получить:

$$\dot{U} \dot{I}^* = \dot{U}_e \dot{I}^* + I^2 z.$$

Левая часть этого выражения представляет собой полную комплексную мощность S , потребляемую из сети. Первое слагаемое правой части $\dot{U}_e \dot{I}^*$ представляет собой реактивную мощность Q , идущую на создание магнитного поля в сердечнике, а второе слагаемое $I^2 z$, состоит из активных потерь в обмотке и реактивной мощности магнитного поля рассеяния.

Если принять активное сопротивление и рассеяние обмотки равным нулю, то из сети потребляется только реактивная мощность для создания магнитного поля сердечника. Следовательно, Q можно рассматривать как намагничивающую реактивную мощность сердечника, и она будет равна реактивной мощности, потребляемой из сети. Тогда можно записать:

$$S = Q = U_e I = \pi \sqrt{2} f w \Phi_m I = \pi \sqrt{2} f w B_m \Pi \frac{H_m l}{\sqrt{2} w} = \\ = \pi f B_m H_m \Pi l = \pi f B_m H_m V,$$

где f - частота переменного тока;

Φ_m, B_m, H_m - амплитуда потока, индукции и напряженности магнитного поля в сердечнике;

I, w - действующее значение тока и число витков обмотки;

Π, l - сечение и длина сердечника.

Разделив обе части на объем магнитопровода V , получим удельную намагничивающую мощность

$$q = \frac{Q}{V} = \pi f B_m H_m,$$

которая представляет собой реактивную мощность, идущую на создание магнитного поля в единице объема магнитопроводов. В общем случае, магнитное поле сердечника может содержать также и высшие гармоники, поэтому выражение для удельной намагничивающей мощности ν -й гармоники магнитного поля будет иметь следующий вид:

$$q_\nu = \pi \nu f_1 H_{\nu m} B_{\nu m},$$

где f_1 - частота 1-й гармоники;

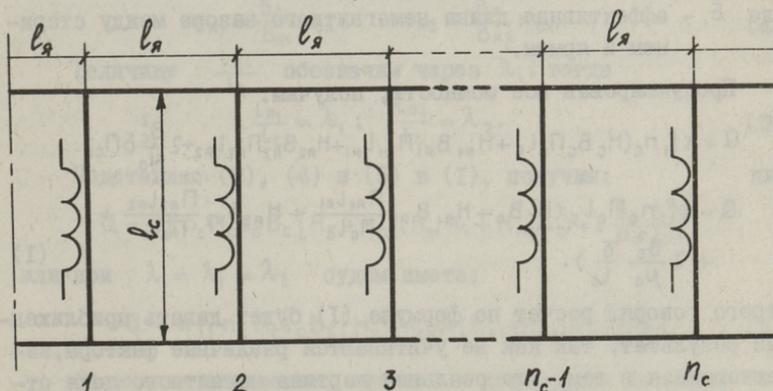
$B_{\gamma m}, H_{\gamma m}$ - амплитудное значение индукции и напряженности γ -й гармоники магнитного поля.

Мощность реактора

Следует заметить, что при расчете мощности нас интересует в основном 1-я гармоника ($\gamma = 1$). Для того, чтобы найти намагничивающую мощность всего реактора, необходимо просуммировать намагничивающие мощности участков его магнитопровода (верхнего и нижнего ярем, стержней, немагнитных зазоров):

$$Q = \sum q_k V_k,$$

где q_k и V_k - удельная мощность намагничивания и объем k -го участка.



Фиг. 1. Развернутая схема магнитопровода симметричного управляемого реактора, имеющего n_c стержней.

Для конкретности полагается, что имеем дело с симметричной пространственной конструкцией реактора, у которого число стержней равно n_c . Схема магнитопровода такого реактора и расположение рабочих обмоток даны на фиг. 1.

Мощность намагничивания стержня

$$Q'_c = q_c V_c = \pi f_1 H_c B_c \pi_c l_c,$$

где H_c и B_c - напряженность и индукция 1-й гармоники поля в стержне;

Π_c и l_c - активное сечение и длина стали стержня.

Общая мощность намагничивания стержней

$$Q_c = n_c Q'_c = n_c \pi f_1 H_c B_c \Pi_c l_c.$$

Мощность намагничивания i -го ярма

$$Q_{яi} = n_c \pi f_1 H_{яi} B_{яi} \Pi_{яi} l_{яi}.$$

где $H_{яi}$ и $B_{яi}$ - напряженность и индукция i -й гармоники магнитного поля в ярме, на участке между стержнями;

$\Pi_{яi}$ и $l_{яi}$ - активное сечение и длина стали ярма между осями стержней.

Мощность намагничивания воздушных зазоров

$$Q_\delta = 2 n_c \pi f_1 \frac{B_c^2}{\mu_0} \delta \Pi_c,$$

где δ - эффективная длина немагнитного зазора между стержнем и ярмом.

Просуммировав все мощности, получим:

$$Q = \pi f_1 n_c (H_c B_c \Pi_c l_c + H_{я1} B_{я1} \Pi_{я1} l_{я1} + H_{я2} B_{я2} \Pi_{я2} l_{я2} + 2 \frac{B_c^2}{\mu_0} \delta \Pi_c)$$

или

$$Q = \pi f_1 n_c \Pi_c l_c (H_c B_c + H_{я1} B_{я1} \frac{\Pi_{я1} l_{я1}}{\Pi_c l_c} + H_{я2} B_{я2} \frac{\Pi_{я2} l_{я2}}{\Pi_c l_c} + 2 \frac{B_c^2}{\mu_0} \frac{\delta}{l_c}). \quad (I)$$

Строго говоря, расчет по формуле (I) будет давать приближенный результат, так как не учитываются различные факторы, заключающиеся в том, что реальная картина магнитного поля отличается от идеального, кроме того, существенное влияние на результаты оказывают технологические факторы. Учет влияния этих воздействий возможен при точном расчете введением различных поправочных коэффициентов, по аналогии с практикой проектирования трансформаторов.

Обозначим отношение сечений ярем и стержней $\frac{\Pi_{яi}}{\Pi_c}$ через $m_{яi}$, тогда

$$m_{я1} = \frac{\Pi_{я1}}{\Pi_c}; \quad m_{я2} = \frac{\Pi_{я2}}{\Pi_c}. \quad (2)$$

Преобразуя (2) будем иметь:

$$m_{я1} = \frac{\Pi_{я1}}{\Pi_c} = \frac{B_c}{B_{я1}} \cdot \frac{\Phi_{я1}}{\Phi_c}; \quad m_{я2} = \frac{\Pi_{я2}}{\Pi_c} = \frac{B_c}{B_{я2}} \cdot \frac{\Phi_{я2}}{\Phi_c},$$

где $\Phi_{я}$ и Φ_c - амплитудное значение I-й гармоники магнитного потока в ярме и стержне.

Величина $\frac{\Phi_{я}}{\Phi_c}$ зависит от схемы соединения обмоток реактора. Притом его магнитное поле можно условно рассматривать как имеющее в одном случае два полюса ($2p = 2$), а в другом случае четыре полюса ($2p = 4$).

Дополнительные исследования позволили установить, что с учетом вышесказанного, отношение $\frac{\Phi_{я}}{\Phi_c}$ для ν -й нечетной гармоники будет определяться следующим образом:

$$K_{сх} = \frac{\Phi_{я}}{\Phi_c} = \frac{1}{|2 \sin \nu p \frac{\pi}{6}|}. \quad (3)$$

Для $\nu = 1$ $K_{сх} = 1$ при $2p = 2$ и $K_{сх} = \frac{\sqrt{3}}{3}$ при $2p = 4$.

Тогда (2) примет вид:

$$m_{я1} = \frac{B_c}{B_{я1}} K_{сх}; \quad m_{я2} = \frac{B_c}{B_{я2}} K_{сх}. \quad (4)$$

Величину $\frac{l_{яi}}{l_c}$ обозначим через λ_i , тогда

$$\frac{l_{я1}}{l_c} = \lambda_1; \quad \frac{l_{я2}}{l_c} = \lambda_2. \quad (5)$$

Подставляя (2), (4) и (5) в (1), получим:

$$Q = \pi f_1 n_c \Pi_c l_c B_c [H_c + K_{сх} (H_{я1} \lambda_1 + H_{я2} \lambda_2) + 2 \frac{B_c \delta}{\mu_0 l_c}]$$

или при $\lambda = \lambda_1 = \lambda_2$ будем иметь:

$$Q = \pi f_1 n_c \Pi_c l_c B_c [H_c + K_{сх} \lambda (H_{я1} + H_{я2}) + 2 \frac{B_c \delta}{\mu_0 l_c}]. \quad (6)$$

Обозначив выражение, стоящее в квадратных скобках, через H_3 , а также определив э.д.с. обмотки переменного тока на стержне E_c , получим:

$$H_3 = H_c + K_{сх} \lambda (H_{я1} + H_{я2}) + 2 \frac{B_c \delta}{\mu_0 l_c};$$

$$E_c = \pi \sqrt{2} f_1 w_{cm} \Pi_c B_c.$$

Исходя из этого, выражение (6) примет следующий вид:

$$Q = n_c E_c \frac{H_3 l_c}{\sqrt{2} w_{cm}}.$$

С другой стороны,

$$Q = n_c E_c I',$$

где I' и w_{cm} - действующее значение I-й гармоники тока и число витков обмотки переменного тока на стержне.

Отсюда видно, что

$$I' = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{H_0 l_c}{w_{cm}}$$

или

$$I' = \frac{l_c}{\sqrt{2} w_{cm}} [H_c + k_{cx} \lambda (H_{я1} + H_{я2}) + 2 \frac{B_c \delta}{\mu_0 l_c}]. \quad (7)$$

Фазный ток реактора I будет в α раз больше (α — число параллельных обмоток фазы):

$$I = \alpha I'.$$

З а к л ю ч е н и е

Из (7) видно, что управление реактором можно осуществлять изменением H_c , $H_{я1}$ и $H_{я2}$, при помощи подмагничивания ярем и стержней. Можно подмагничивать только ярма. Также видно, что при подмагничивании ярем эффективность управления в случае $2p = 2$ выше, чем в случае $2p = 4$, так как в первом случае $k_{cx} = 1$, а во втором $k_{cx} = \frac{\sqrt{3}}{3}$.

Величины H_c , $H_{я1}$ и $H_{я2}$ определяются из кривых одно-временного намагничивания стали постоянными и переменными полями $B_{1m} = f(H_{1m}, H_0)$ по заданным величинам амплитуды индукции i -й гармоники B_{1m} и напряженности поля подмагничивания H_0 на рассматриваемом участке. При этом, если известна индукция переменного поля в стержне B_c , то индукции в ярмах определяются исходя из соотношения (4).

Если известна система подмагничивания, то задаваясь током управления I_y , определяется напряженность поля подмагничивания на каждом участке магнитопровода H_0 .

Затем по известным H_0 и B_{1m} , как уже указывалось, определяются напряженности переменного поля и, подставляя эти данные в (7), определяется ток реактора, соответствующий данному току управления.

Таким образом, можно рассчитывать вольт-амперные характеристики реактора $I = f(U, I_y)$, которые нужны для анализа его режимов работы.

Leistungsberechnung der gesteuerten Drosselspule
der Stabkonstruktion

Zusammenfassung

Es ist der vereinfachte Ausdruck für die Berechnung der elektromagnetischen Leistung gesteuerter Drosselspule angeführt. Beim Erhalten des Ausdrucks wurde die Definition der spezifischen magnetischen Leistung des Magnetleiters verwandt.

Индуктивно-регулируемые управляемые ферромагнитные устройства (АФУ) являются статическими ферромагнитными устройствами, позволяющими путем коммутационных действий в цепи практически без возбуждения тока в управляемых регуляторах достигнуть их нужного тока или напряжения, т.е. осуществлять электрические регулировки.

В статических АФУ строятся управляемые реакторы (К), трансформаторы, дроссели и резонансные частоты. Благодаря простоте и надежности этих устройств имеет много преимуществ. Их рассматривают в работе как элемент из числа управляемых элементов.

В работе изложены формулы для управления реактора и для управляемого индуктивного элемента в цепи статического бесконтактного устройства регулирования и передачи на линии 6...10 кВ в сети Ленинграда [1]. За основу выбора построения системы автоматического регулирования управляемых реакторов (УР) принята в [2]. Основные принципы, типичные характеристики УР, рассмотрены в работе [3] и на основе управления предложены в [4]. Из работы [3] следует, что управляемый реактор, как и обычный трансформатор, можно характеризовать одной постоянной времени и что индуктивность реактора является переменной величиной, ее величина в [2].

Поскольку на линии АФУ находится в начальной стадии, то целесообразно выделить порядок следствия условия их конструктивных регуляторов как подкатегорию (АФУ). Это в работе предлагается делать так.

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ И ЗАЩИТА
АМПЛИТУДНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВВведение

Амплитудно-регулируемые управляемые ферромагнитные устройства (АУФУ) являются статическими ферромагнитными устройствами, позволяющими путем подмагничивания **постоянным** током практически без искажения кривых тока и напряжения регулировать величину их выходного тока или напряжения, т.е. осуществлять амплитудное регулирование.

К статическим АУФУ относятся управляемые реакторы [1], трансформаторы, двигатели и умножители частоты. Поскольку характеристики управления этих устройств имеют много общего, то рассматриваем вопросы управления на примере управляемых реакторов.

Первая система управления для управляемого реактора на базе тиристорного управляемого выпрямителя внедрена в схеме статического бесконтактного устройства регулирования напряжения на линиях 6...10 кВ в сети Белглавэнерго [1]. Некоторые вопросы создания системы автоматического регулирования управляемых реакторов (УР) рассмотрены в [2]. Основные уравнения, типовые характеристики УР, аналоговая модель УР и ее системы управления приведены в [3]. По данным [3] следует, что управляемый реактор, даже в первом приближении, нельзя характеризовать одной постоянной времени и что инерционность реактора заметно превышает те величины, что указаны в [2].

Поскольку внедрение АУФУ находится в начальной стадии, то малоизученными являются вопросы специфики создания их автоматических регуляторов тока подмагничивания (АРП). Это и является предметом данной статьи.

АУФУ являются статическими устройствами, состоящими из магнитопровода и обмоток. Следовательно, они по конструкции надежны и относительно просты, обладают примерно такой же надежностью работы, как хорошо известные трансформаторы. Поэтому их АРП должны быть просты и надежны, чтобы не снизить общих показателей устройств.

Быстродействие регулирования АУФУ

АУФУ имеют нелинейную характеристику намагничивания. Величина динамической индуктивности, т.е. динамической постоянной времени обмотки подмагничивания в режимах с малым током подмагничивания, в 10 и более раз превышает соответствующие величины в номинальном режиме. Это вызывает значительное затягивание переходного процесса в режимах, когда токи подмагничивания малы [3]. В случаях, когда в отмеченных режимах требуются высокие скорости изменения электромагнитного режима АУФУ, кроме использования быстродействующих полупроводниковых автоматических регуляторов тока подмагничивания (АРП), необходимо использовать расфорировку АРП в инверторном режиме [3].

Во время работы управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку (обмотку подмагничивания) при снятии управляющих импульсов ток нагрузки уменьшается относительно медленно, поскольку проводящие ток тиристоры в момент отключения импульсов не запираются и шунтируют обмотку управления.

Быстрое уменьшение тока в нагрузке индуктивного характера возможно переводом управляемого выпрямителя в инверторный режим путем резкого увеличения угла управления α . При этом э.д.с. выпрямителя изменяет знак, что равноценно подключению к обмотке управления источника противо-э.д.с. с величиной, определяемой напряжением питания и углами управления и коммутаций.

Выражение тока управляемого выпрямителя в индуктивной нагрузке

$$I_d = \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}{X_\phi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (I)$$

где U_2 - напряжение питающей сети;

m - число пульсаций выходного напряжения в период времени питающего напряжения;

X_{ϕ} - индуктивное сопротивление вентильной ветви.

Из (1) видно, что угол коммутаций γ зависит от тока нагрузки, угла управления и напряжения питающей сети. При определении максимального угла управления необходимо учитывать еще угол восстановления запирающих свойств тиристора τ_T .

С учетом сказанного максимальный угол управления

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - [\gamma(\alpha_{\max}, I_{d\max}, U_{2\min}) + \tau_T + \delta], \quad (2)$$

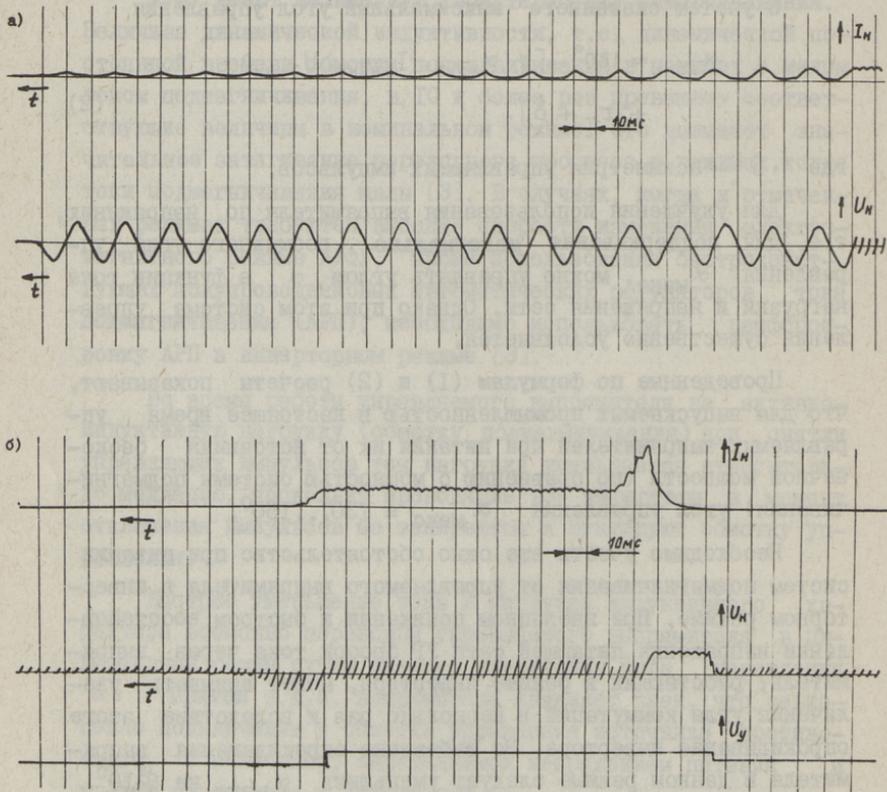
где δ - асимметрия управляющих импульсов.

Для улучшения использования выпрямителя по напряжению, т.е. для поддержания максимально возможного угла управления α_{\max} , можно управлять углом α в функции тока нагрузки и напряжения сети. Однако при этом система управления существенно усложняется.

Проведенные по формулам (1) и (2) расчеты показывают, что для выпускаемых промышленностью в настоящее время управляемых выпрямителей при питании их от источника бесконечной мощности (по сравнению с мощностью системы подмагничивания) угол управления $\alpha_{\max} = 130^\circ \dots 150^\circ$.

Необходимо учесть еще одно обстоятельство при питании систем подмагничивания от управляемого выпрямителя в инверторном режиме. При внезапном понижении и быстром восстановлении напряжения питающей сети УР бросок тока через выпрямитель, работающий в режиме инвертора, может вызывать увеличение угла коммутаций в несколько раз и вследствие этого опрокидывание инвертора. Во избежание опрокидывания выпрямителя в данном режиме следует уменьшить α_{\max} на $2 \dots 10^\circ$. Таким образом, в зависимости от конкретных условий α_{\max} не должно превышать $120^\circ \dots 140^\circ$.

На реакторе мощностью 50 квар с постоянной времени цепи управления в номинальном режиме 0,11 с были проведены экспериментальные исследования работы управляемого выпрямителя в инверторном режиме на обмотку подмагничивания УР.



Фиг. 1. Переходный процесс в цепи подмагничивания управляемого реактора при уменьшении тока подмагничивания I_N снятием импульсов управления (а) и переводом выпрямителя в инверторный режим (б).

На фиг. 1,а приведены кривые тока I_n и напряжения U_n выпрямителя при снятии импульсов управления, а на фиг. 1,б — при переводе управляемого выпрямителя в инверторный режим.

Время переходного процесса уменьшается в инверторном режиме около 20 раз.

Защита источника подмагничивания

Согласно [5] для защиты источника подмагничивания часто необходимо предусматривать возможность быстрого гашения поля подмагничивания при внезапном глубоком понижении напряжения питающей сети УР во избежание появления опасных для источника подмагничивания сверхтоков при восстановлении напряжения.

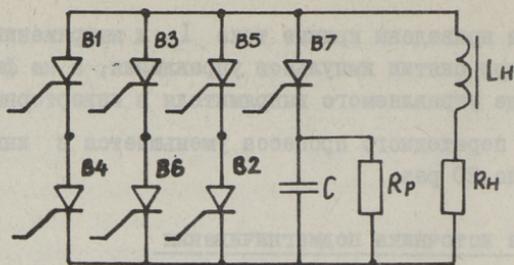
Для защиты управляемого выпрямителя и обмотки управления УР используется подключение к выводам обмотки активных сопротивлений [4, 5].

При тиристорной системе подмагничивания данный способ не обеспечивает быстрого уменьшения тока при отключении источника подмагничивания, поскольку проводящие в момент отключения тока тиристоры не запираются и шунтируют обмотку управления. Переходный процесс при этом существенно затягивается.

Для ускорения процесса можно использовать, например, подключение конденсаторов к зажимам обмоток управления УР с одновременным снятием управляющих импульсов от выпрямителя.

На фиг. 2 приведена принципиальная схема регулятора, работающего по вышеописанному принципу. Тиристоры В1 — В6 образуют мостовой выпрямитель. Тиристором В7 производится подключение конденсатора С к зажимам нагрузки. Система управления построена таким образом, что даже при отключении питания регулятора тока на тиристор В7 поступает отрицательный импульс. Схема замещения устройства подмагничивания приведена на фиг. 3.

Поскольку тиристоры, проводящие ток в момент подключения конденсатора, не запираются, на LC контур, образованный обмоткой подмагничивания и конденсатором С, воз-



Фиг. 2. Принципиальная схема устройства подмагничивания.

- B1 - B6 - управляемый выпрямитель;
 B7 - вспомогательный тиристор;
 C - подключаемый конденсатор;
 R_p - сопротивление разряда конденсатора C;
 L_H - индуктивность нагрузки;
 R_H - сопротивление нагрузки.

действует переменное напряжение сети. Выходное напряжение управляемого выпрямителя в момент подключения конденсатора C равно:

$$U(t) = A \sin(\omega t + \psi), \quad (3)$$

где A - амплитудное значение напряжения сети;

ψ - угол включения.

Если собственная частота LC контура существенно ниже частоты сети, то при расчете переходного процесса можно влияние сетевого напряжения на процесс заряда конденсатора не учитывать.

Схема замещения при этом несколько изменяется (см. фиг. 4).

Цепи, содержащей последовательно соединенные элементы r , L , C , соответствует уравнение:

$$L \frac{di}{dt} + ir + \frac{1}{C} \int i dt = U(t), \quad (4)$$

где $U(t)$ - выходное напряжение выпрямителя.

В данном случае целесообразно в качестве неизвестного выбирать напряжение на конденсаторе C . При этом можно выражение (4) переписать следующим образом:

$$LC \frac{d^2 U_c}{dt^2} + rC \frac{dU_c}{dt} + U_c = U(t). \quad (5)$$

Полагая, что $U(t) = 0$, получаем характеристическое уравнение:

$$LCp^2 + rCp + 1 = 0 \quad (6)$$

с корнями:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}. \quad (7)$$

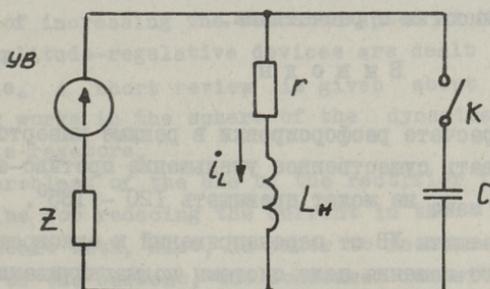
Поскольку корни характеристического уравнения образуют комплексно сопряженную пару чисел ($p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega$), то свободную составляющую следует искать в виде:

$$U_C'' = Ae^{-\alpha t} \sin(\omega t + \psi). \quad (8)$$

откуда можно определить максимальную амплитуду напряжения на конденсаторе.

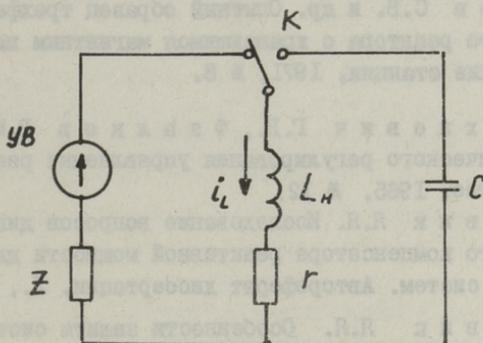
Исходя из начальных условий в момент времени $t = 0$, $U_C = 0$. Подставляя эти значения в выражение (8), определяем, что начальный угол $\psi = 0$.

Максимум напряжения на конденсаторе C наступает при



Фиг. 3. Схема замещения устройства подмагничивания:

- УВ - управляемый выпрямитель;
- К - тиристорный ключ;
- Z - комплексное сопротивление сети;
- L_H - индуктивность нагрузки УВ;
- r - активное сопротивление нагрузки УВ.



Фиг. 4. Упрощенная схема замещения устройства подмагничивания.

$$\omega t = \frac{\pi}{2}$$

и следовательно, время переходного процесса уменьшения тока подмагничивания определяется следующим выражением:

$$t = \frac{\pi}{2\omega}$$

По изложенной выше методике были определены необходимая емкость конденсатора C и напряжение на конденсаторе при нагрузке с параметрами $L_n = 2 \text{ Гн}$, $r = 1,8 \text{ Ом}$. По расчетам время переходного процесса составляет $0,01 \text{ с}$ при номинальном напряжении на нагрузке выпрямителя 120 В и максимальном напряжении на конденсаторе $1,5 \text{ кВ}$. Таким образом, величина перенапряжения на обмотке подмагничивания определяется емкостью конденсатора C и параметрами обмотки управления. Экспериментальные данные совпадают с удовлетворительной точностью с расчетными.

В ы в о д н

1. При расчете расфорсировки в режиме инвертора необходимо учитывать существенное уменьшение противо-э.д.с., поскольку $\alpha_{\text{макс}}$ не может превышать $120^\circ - 135^\circ$.

2. Для защиты УВ от перенапряжений и одновременно для форсированного гашения поля системы подмагничивания можно использовать подключение конденсаторов к зажимам обмотки управления АУФУ через тиристоры.

Л и т е р а т у р а

1. У с о в С.В. и др. Опытный образец трехфазного управляемого реактора с вращающимся магнитным полем. - Электрические станции, 1971, № 8.
2. М и х н е в и ч Г.В., Ф и а л к о в В.М. Система автоматического регулирования управляемых реакторов. - Электричество, 1965, № 12.
3. Я р в и к Я.Я. Исследование вопросов динамики статического компенсатора реактивной мощности для энергетических систем. Автореферат диссертации. Л., 1971.
4. Я р в и к Я.Я. Особенности защиты системы подмагничивания управляемого реактора. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1973, № 337.

Б. Либкинд М.С., Черновец А.К., Яркин Я.Я. Системы подмагничивания мощных управляемых реакторов и мероприятия по их защите. Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1973, № 1.

Ѓ. Kala

Increasing Reaction Speed of the Amplitude
Regulative Ferromagnetic Controllable Devices
and Safety Systems

Summary

Ways of increasing the reaction speed of the ferro-magnetic amplitude-regulative devices are dealt with in this article. A short review is given about the most outstanding works in the sphere of the dynamics of the controllable reactors.

The problems of the use of the rectifier in the in-verter regime for reducing the current in the magnetizing chain are dealt with. Also, in order to increase the reducing speed of the current, the condenser is switched on the controlling winding of the reactor.

А.П. Рейнер, Э.А. Сеппинг
 Д.А. Кала

ТРАНСФОРМАТОР ТОКА ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ

Полупроводниковые схемы управления и измерения в системах электроснабжения часто нуждаются в применении датчиков тока с гальванической развязкой. В качестве датчиков тока могут быть применены трансформаторы тока специальной конструкции. Поскольку эти трансформаторы подключаются во вторичную цепь измерительных трансформаторов тока, их входное сопротивление не должно превышать 0,05 Ом. С целью исключения промежуточных полупроводниковых усилителей и повышения помехоустойчивости и надежности, необходимо обеспечить на выходе трансформатора тока напряжение не менее одного вольта.

Приведенным выше требованиям соответствует трансформатор тока, имеющий две вторичные обмотки, одна из которых короткозамкнутая, а вторая используется как измерительная. Она имеет большое число витков и это позволяет получить на выходе напряжение в несколько вольт. Так нагрузки, протекающий в этой обмотке, должен быть минимальным [1].

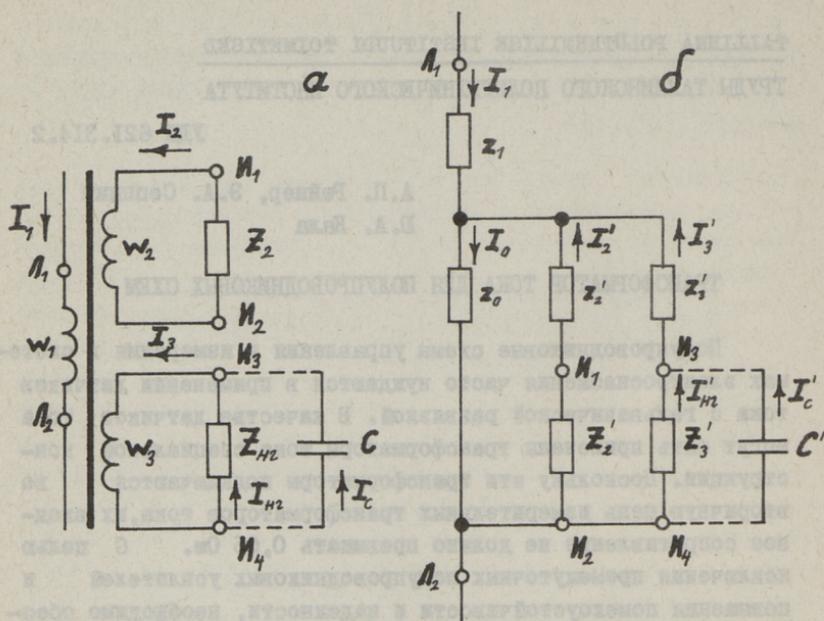
В литературе отсутствует методика расчета трансформаторов тока такого типа. Поэтому в данной статье рассматриваются вопросы их теории и проектирования. Схемы включения и замещения рассматриваемого трансформатора приведены на фиг. 1, а векторная диаграмма на фиг. 2.

В работе приняты следующие обозначения:

r, x, z — активное, индуктивное и полное сопротивления обмоток;

R, X, Z — активное, индуктивное и полное сопротивления нагрузки;

$Z_{\Sigma} = (r + R) + j(x + X)$ — суммарное сопротивление обмотки и нагрузки;



Фиг. 1. Схема включения (а) и схема замещения (б) преобразователя тока.

I, U, E - ток, напряжение и э.д.с. обмотки;

w - количество витков обмотки;

$k_{12} = \frac{w_1}{w_2}$; $k_{13} = \frac{w_1}{w_3}$ - коэффициенты приведения вторичных обмоток к первичной;

I_α, I_r, I_c - активный, реактивный и полный ток намагничивания;

α - угол сдвига между током и э.д.с.;

$\psi = \arctg I_\alpha / I_r$ - угол потерь в стали;

δ - угол сдвига между током I_1 и выходной величиной;

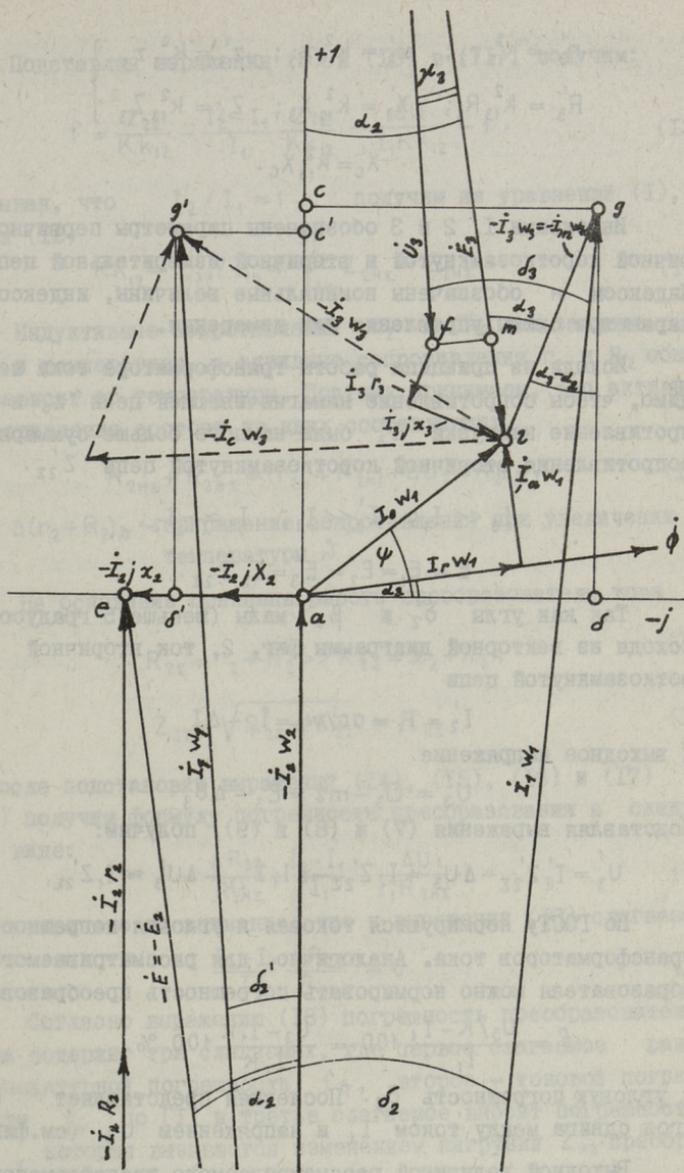
γ - угол сдвига между э.д.с. и напряжением;

$n = I / I_n$ - коэффициент нагрузки.

При приведении параметров трансформатора на первичную сторону использованы следующие формулы:

$$E'_2 = k_{12} E_2; \quad E'_3 = k_{13} E_3; \quad (1)$$

$$I'_2 = I_2 / k_{12}; \quad I'_3 = I_3 / k_{13}; \quad (2)$$



Фиг. 2. Векторная диаграмма.

$$\left. \begin{aligned}
 r'_2 &= k_{12}^2 r_2; & x'_2 &= k_{12}^2 x_2; & z'_2 &= k_{12}^2 z_2 \\
 R'_2 &= k_{12}^2 R_2; & X'_2 &= k_{12}^2 X_2; & Z'_2 &= k_{12}^2 Z_2
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} r'_3 &= K_{13}^2 r_3; & x'_3 &= K_{13}^2 x_3; & z'_3 &= K_{13}^2 z_3 \\ R'_3 &= K_{13}^2 R_3; & X'_3 &= K_{13}^2 X_3; & Z'_3 &= K_{13}^2 Z_3 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$X'_c = K_{13}^2 X_c. \quad (5)$$

Индексами 1, 2 и 3 обозначены параметры первичной, вторичной короткозамкнутой и вторичной измерительной цепей. Индексом n обозначены номинальные величины, индексом $нз$ параметры схемы управления или измерения.

Исходя из принципа работы трансформатора тока необходимо, чтобы сопротивление намагничивающей цепи Z_0 и сопротивление нагрузки Z'_3 были намного больше суммарного сопротивления вторичной короткозамкнутой цепи $Z'_{2\Sigma}$. Тогда

$$I_0 \ll I_1; \quad I'_3 \ll I_1; \quad I_1 \approx -I'_2; \quad (6)$$

$$E = E_1 = E'_2 = E'_3 = I'_2 Z'_{2\Sigma}. \quad (7)$$

Так как углы δ_2 и β_3 малы (меньше 5 градусов), то исходя из векторной диаграммы фиг. 2, ток вторичной короткозамкнутой цепи

$$I'_2 = I_1 - \sigma c / \omega l = I_1 - \Delta I \quad (8)$$

и выходное напряжение

$$U'_3 = E'_3 - m_2 = E'_3 - \Delta U'_3. \quad (9)$$

Подставляя выражения (7) и (8) в (9), получим:

$$U'_3 = I'_2 Z'_{2\Sigma} - \Delta U'_3 = I_1 Z'_{2\Sigma} - \Delta I_1 Z'_{2\Sigma} - \Delta U'_3 \approx I_1 Z'_{2\Sigma}. \quad (10)$$

По ГОСТу нормируются токовая и угловая погрешности трансформаторов тока. Аналогично, для рассматриваемого преобразователя можно нормировать погрешность преобразования

$$f = \frac{U_3 / K - I_1}{I_1} 100 = \frac{U_3 - I_1 K}{I_1 K} 100 \% \quad (11)$$

и угловую погрешность δ_3 . Последняя представляет собой угол сдвига между током I_1 и напряжением U_3 (см. фиг. 2).

Выходной величиной рассматриваемого трансформатора является напряжение U_3 . Такой трансформатор далее называется преобразователем тока, причем коэффициент преобразования

$$K = E_{3н} / I_{1н} = \frac{I_{2н} Z_{2н\Sigma}}{I_{1н}} \text{ В/А}. \quad (12)$$

Подставляя выражения (8) и (10) в (II), получим:

$$f = \frac{Z_{2\Sigma}}{K K_{12}} - \frac{I_2 - I_1}{I_1} \frac{Z_{2\Sigma}}{K K_{12}} - \frac{\Delta U}{I_1 K K_{12}} - 1. \quad (I3)$$

Учитывая, что $I_2 / I_1 \approx 1$, получим из уравнений (I), (7) и (I2)

$$K K_{12} = E'_{3H} / I_{1H} = \frac{I'_{2H}}{I_{1H}} Z_{2H\Sigma} \approx Z_{2H\Sigma}. \quad (I4)$$

Индуктивные сопротивления x_2 и X_2 не зависят от тока и температуры, а активные сопротивления r_2 и R_2 обычно зависят от температуры. Поэтому принимаем, что активные сопротивления состоят из двух составляющих

$$R_{2H\Sigma} + R_{2\Sigma} = (r_{2H} + R_{2H}) + \Delta(r_2 + R_2)_{\mathcal{N}}, \quad (I5)$$

где $\Delta(r_2 + R_2)_{\mathcal{N}}$ - приращение сопротивления при увеличении температуры \mathcal{N} .

На основании принципа работы преобразователя тока

$$R_{2\Sigma} = r_2 + R_2 \gg X_{2\Sigma} = x_2 + X_2; \quad (I6)$$

$$Z_{2\Sigma} = \sqrt{R_{2\Sigma}^2 + X_{2\Sigma}^2} \approx R_{2\Sigma} \quad (I7)$$

и после подстановки выражений (I4), (I5), (I6) и (I7) в (I3) получим формулу погрешности преобразования в следующем виде:

$$f = \frac{\Delta R_{2\Sigma}}{R_{2H\Sigma}} + \frac{I_2 - I_1}{I_1} - \frac{\Delta U}{I_1 R_{2H\Sigma}}. \quad (I8)$$

Здесь принято во внимание, что в выражении (I8) слагаемое

$$\frac{I_2 - I_1}{I_1} \frac{\Delta R_{2\Sigma}}{R_{2H\Sigma}} \approx 0. \quad (I9)$$

Согласно выражению (I8) погрешность преобразователя тока содержит три слагаемых, где первое слагаемое равно температурной погрешности $f_{\mathcal{N}}$, второе - токовой погрешности f_i по [I] и третье слагаемое вносит погрешность $f_{H\Sigma}$, которая вызывается изменением нагрузки Z_{H2} преобразователя тока.

Температурная погрешность по (I5) и (I8)

$$f_{\mathcal{N}} = \pm \frac{\Delta R_{2\Sigma}}{R_{2H\Sigma}} = \pm \frac{\Delta(r_2 + R_2)}{r_{2H} + R_{2H}} \mathcal{N} 100\%. \quad (20)$$

На основании выражения (8) и векторной диаграммы фиг. 2 выражение токовой погрешности можно написать в виде

$$f = \frac{I_2' - I_1}{I_1} = \frac{I_2 w_1 - I_1 w_1}{I_1 w_1} = \\ = - \left[\frac{I_0 w_1}{n I_{1n} w_1} \sin(\alpha_2 + \psi) + \frac{I_3 w_3}{n I_{1n} w_1} \cos(\alpha_3 - \alpha_2) \right] 100, \quad (21)$$

где намагничивающие ампер-витки $I_0 w_0$ определяются по методике, изложенной в литературе [1].

На основании выражений (2), (9) и векторной диаграммы фиг. 2 выражение погрешности, вызываемой изменением нагрузки Z_{H2} , можно написать в виде

$$f_{H2} = - \frac{\Delta U}{I_1 R_{2\Sigma}} = - \frac{I_3 w_3}{n I_{1n} w_1} \frac{r_3 \cos \beta_3 + x_3 \sin \beta_3}{R_{2\Sigma}} 100 \%, \quad (22)$$

где $\Delta U = I_3 z_3 = I_3 (r_3 + j x_3)$; $\beta_3 = \alpha_3 + \gamma_3$.

Если $R_{H2} = \text{const}$, тогда по (10)

$$I_3 = U_3 / R_{H2} \approx I_1 \frac{R_{2\Sigma}}{R_{H2}} \quad (23)$$

и подставляя выражение (23) в (22), получим

$$f_{H2} = - \frac{R_{2\Sigma} w_3}{R_{H2} w_1} \frac{r_3 \cos \beta + x_3 \sin \beta}{R_{2\Sigma}} = \text{const}. \quad (24)$$

т.е. f_{H2} не зависит от тока I_1 .

Так как угловая погрешность β_3 между током I_1 и напряжением U_3 мала, то по векторной диаграмме фиг. 2 получим

$$\delta_3 = \delta_2 + \alpha_2 - \gamma_3, \quad (25)$$

где угловая погрешность тока

$$\delta_2 = \arctg \frac{cg}{I_1 w_1} = \left[\frac{I_0 w_1}{n I_{1n} w_1} \cos(\alpha_2 + \psi) + \right. \\ \left. + \frac{I_3 w_3}{n I_{1n} w_1} \cos(\alpha_3 - \alpha_2) \right] 3440 \text{ мин}. \quad (26)$$

Угловая погрешность, вызываемая индуктивностью короткозамкнутой обмотки,

$$\alpha_2 = \arctg \frac{ea}{I_2 R_{2\Sigma}} = \frac{x_2 + X_3}{R_{2\Sigma}} 3440 \text{ мин}. \quad (27)$$

Угловая погрешность, вызываемая изменением нагрузки преобразователя $Z_{н2}$,

$$\gamma_3 = \operatorname{arctg} \frac{f_m}{I_3 Z_3} = \frac{r_3 \sin \beta_3 + x_3 \cos \beta_3}{Z_3} \quad 3440 \text{ мин.} \quad (28)$$

Из векторной диаграммы фиг. 2 видно, что угловую погрешность преобразователя легко можно компенсировать постоянной емкостной нагрузкой x_c . Векторная диаграмма компенсированного преобразователя тока показана пунктиром.

Исходя из того, что конденсатором x_c можно компенсировать угловую погрешность δ_3 , а изменением сопротивления R_2 или числа витков обмотки w_3 , можно компенсировать погрешность преобразования f , приходим к выводу, что расчет преобразователя тока упрощается, а уровень погрешности не выходит за рамки, указанные кривыми ГОСТа.

По данным [I] минимальной нормированной нагрузке $n = 0,1$ соответствует максимальная, а максимальной нормированной нагрузке $n = 1,0 \dots 1,2$ минимальная погрешность трансформатора тока. Аналогично при проектировании преобразователя тока надо добиться того, чтобы

$$|f_{н0,1}| + |f_{н1,0}| \geq |f_{0,1}| - |f_{1,0}|; \quad (29)$$

$$|\delta_{н0,1}| + |\delta_{н1,0}| \geq |\delta_{30,1}| - |\delta_{31,0}|, \quad (30)$$

где $f_{н0,1}$, $f_{н1,0}$, $f_{0,1}$ и $f_{1,0}$ - нормированные по ГОСТу и действительные погрешности преобразования при $n = 0,1$ и $n = 1,0$;

$\delta_{н0,1}$, $\delta_{н1,0}$, $\delta_{30,1}$ и $\delta_{31,0}$ - нормированные по ГОСТу и действительные угловые погрешности при $n = 0,1$ и $n = 1,0$, минимальные.

Из приведенных формул погрешностей преобразователя тока (20), (21), (22), (26), (27) и (28) токовая погрешность f_i и угловая погрешность тока δ_2 зависят от тока I_1 и следовательно, от угла потерь в стали ψ при неизменной нагрузке $Z_{н2} = \text{const}$. Остальные погрешности остаются неизменными и их можно полностью компенсировать. Поэтому сокращается расчет преобразователя, так как определение параметров сердечника производится как и у обычных трансфор-

маторов тока по токовой погрешности f_i (21) и угловой погрешности тока δ_2 (26), методика которого приведена в [1]. Отличие состоит только в том, что у трансформаторов тока компенсация угловой погрешности затруднена, а у преобразователя тока это сделать легко. Следовательно, при проектировании магнитопровода преобразователя тока при $Z_{H2} = \text{const}$ вначале следует выполнить условия

$$|f_{H0,1}| + |f_{H1,0}| \geq |f_{i0,1}| - |f_{i1,0}|; \quad (31)$$

$$|\delta_{H0,1}| + |\delta_{H1,0}| \geq |\delta_{20,1}| - |\delta_{21,0}|, \quad (32)$$

а потом компенсировать погрешность преобразования по величине

$$f_k = \frac{|f_{i0,1}| + |f_{i1,0}|}{2} + f_{H2} - \frac{|f_{H0,1}| - |f_{H1,0}|}{2} \% \quad (33)$$

и угловую погрешность

$$\delta_k = \frac{|\delta_{20,1}| + |\delta_{21,0}|}{2} + \alpha_2 + \gamma_3 - \frac{|\delta_{H0,1}| - |\delta_{H1,0}|}{2} \text{ мин.} \quad (34)$$

Погрешности преобразования можно компенсировать добавлением сопротивления в короткозамкнутую обмотку или увеличением числа витков измерительной обмотки до величины

$$R_2 = R_{2H\Sigma} + R_{2\text{го}\delta} \text{ или } w_3 = w_{3H} + w_{3\text{го}\delta}. \quad (35)$$

где

$$R_{2\text{го}\delta} = R_{2H\Sigma} f_k / 100 \text{ Ом}; \quad w_{3\text{го}\delta} = w_3 f_k / 100 \text{ витка.}$$

Угловую погрешность можно компенсировать конденсатором С (см. фиг. 1 и 2). Требуемое сопротивление конденсатора можно определить решая систему уравнений (28), (34) и

$$\delta_k = \delta'_2 \approx \frac{I_C w_3}{I_1 w_1} 3440 = \frac{U_3 w_3}{x_C I_1 w_1} 3440 \text{ мин.}, \quad (36)$$

где сопротивление

$$Z_3 = \sqrt{R_{H2}^2 + (X_{H2} + X_C)^2}.$$

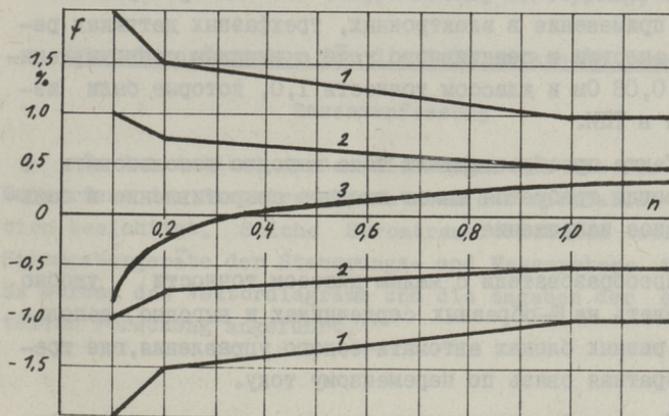
Из векторной диаграммы фиг. 2 видно, что компенсация угловой погрешности уменьшает токовую погрешность f_i и ΔU может изменить знак. Следовательно, изменится и f_{H2} . Поэтому требуемая компенсация погрешности преобразования определяется после расчета угловой погрешности.

Для определения оптимальных значений параметров трансформаторов тока существует ряд графоаналитических методов,

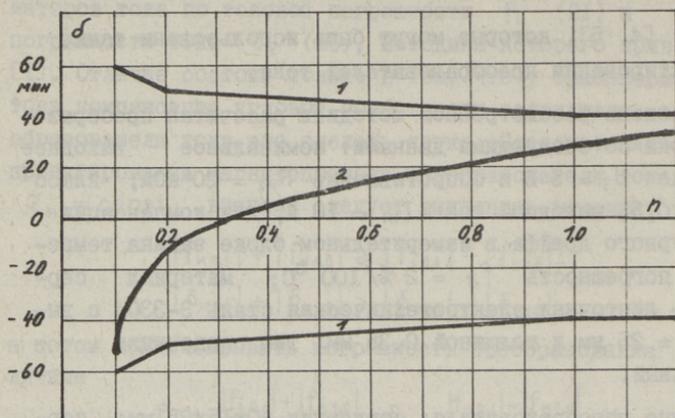
например: [4, 5], которые могут быть использованы также при проектировании преобразователей тока.

На основе рассмотренной методики рассчитан преобразователь тока со следующими данными: номинальное выходное напряжение $U_3 = 5$ В и сопротивление $R_{н2} = 20$ кОм; класс точности 0,5, выходной ток $I_{н} = 10$ А; для компенсации температурного дрейфа в измерительном блоке задана температурная погрешность $f_t = 2\%/100^\circ\text{C}$; материал сердечника – ленточная электротехническая сталь Э-330А с высотой $h = 25$ мм и толщиной 0,35 мм; тип сердечника – тороидальный.

Данные преобразователя: сердечник 40x15x25 мм; первичная обмотка с $w_1 = 12$ витков из провода ПСДК-2, I2; вторичная короткозамкнутая обмотка с $w_2 = 40$ витков из провода ПСДК-2, I2; наружное термокомпенсирующее константановое сопротивление $R_2 = 0,208$ Ом; измерительная обмотка с $w_3 = 250$ витков из провода ПЭЛ2-0,27; компенсирующая емкость $C_3 = 0,25$ мкФ.



Фиг. 3. Погрешность преобразования:
1 и 2 – нормированные ГОСТом для класса точности 1,0 и 0,5;
3 – экспериментальные данные.



Фиг. 4. Угловая погрешность:
 1 - нормированная ГОСТом для класса точности 0,5;
 2 - экспериментальные данные.

В ы в о д ы

1. На основе данной методики в лаборатории ТПИ рассчитано и изготовлено несколько образцов преобразователя тока, испытание которых подтверждает справедливость приведенных положений (см. фиг. 3 и фиг. 4). Эти преобразователи нашли применение в электронных, трехфазных датчиках реактивной энергии и реактивного тока с входным сопротивлением $Z_1 = 0,03 \text{ Ом}$ и классом точности I,0, которые были изготовлены в ТПИ.

2. Такие преобразователи тока выгодно использовать в случаях, когда требуется малое входное сопротивление и большое выходное напряжение.

3. Преобразователи с малым классом точности удобно изготавливать на Ш-образных сердечниках и выгодно использовать в разных блоках автоматического управления, где требуется обратная связь по переменному току.

4. В системах автоматического управления и измерения, где неважна угловая погрешность, можно использовать некомпенсированный по угловой погрешности преобразователь тока.

Л и т е р а т у р а

1. Б а ч у р и н Н.И. Трансформаторы тока. Расчеты и конструкции. М.-Л., Энергия, 1964. 376 с.

2. П е т р о в Г.Н. Электрические машины, т. I. М., Энергия, 1974. 240 с.

3. Проверка электроизмерительных приборов. Государственный комитет стандартов, мер и измерительных приборов СССР. М., 1964. 706 с.

4. К о ч е н о в а А.И. Основы расчета погрешностей трансформаторов тока. Авт. диссертации, ВЭИ, М., 1956.

A. Reiner, E. Sepping, Ů. Kala

Stromtransformator für die Halbleiterschaltungen

Zusammenfassung

In dem Artikel werden die Fragen der Theorie und des Entwurfens der Stromtransformatoren der speziellen Konstruktion besichtigt. Solche Stromtransformatoren werden als Stromgebergeräte der Steuerungs- und Messsysteme verwandt. Es werden das Vektordiagramm und die Angaben der experimentellen Forschung angeführt.

О БЫСТРОДЕЙСТВИИ ДАТЧИКОВ ТОКА В СХЕМАХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Быстродействие системы защиты тиристорного преобразователя в аварийных режимах при высоких скоростях нарастания тока в большой степени определяется датчиками, несущими информацию о характере процессов, протекающих в силовых цепях. В практике, однако, необходимые динамические характеристики датчиков часто отсутствуют, что затрудняет их правильный выбор.

В статье рассматривается методика определения динамических параметров датчиков тока по экспериментально снятым переходным характеристикам (ПХ).

Из теории автоматического управления известно, что динамические свойства звена полностью определяются его передаточной функцией (ПФ). ПФ элемента можно определить как отношение изображений Лапласа выходного и входного сигналов при нулевых начальных условиях [1]. Зная передаточную функцию $F(s)$ элемента и определив изображение $G(s)$ воздействия $g(t)$, приложенного к элементу, можно найти изображение $X(s)$ выходной координаты $x(t)$ по формуле

$$X(s) = F(s)G(s). \quad (I)$$

Затем, переходя от изображения $X(s)$ к оригиналу $x(t)$, можно получить процесс изменения выходной координаты элемента при приложении к этому элементу входного воздействия.

В [2] приведены алгоритм и программа нахождения ПФ из ПХ.

ПХ звена представляет собой график изменения во времени выходной величины звена, вызванного подачей на его вход единичного ступенчатого воздействия. Практически не-

возможно мгновенное изменение входного воздействия. Если, однако, требуемое для этого время достаточно мало, то такой реальный скачок не вносит заметной погрешности.

В данной работе для снятия ПХ использовалась цепь, состоявшая из аккумуляторной батареи, реостата, исследуемого датчика и тиристора. В качестве последнего использовался тиристор типа ТЧ-80, отпирание которого обеспечивается в течение 5 мкс [3]. Это приблизительно на 1,5 порядка меньше постоянной времени наиболее быстродействующего датчика. Регистрирующим измерительным прибором являлся электронный осциллограф типа С1-19Б с полосой пропускания 1 МГц.

Исследованию подвергались следующие аналоговые датчики тока, нашедшие применение в последнее время:

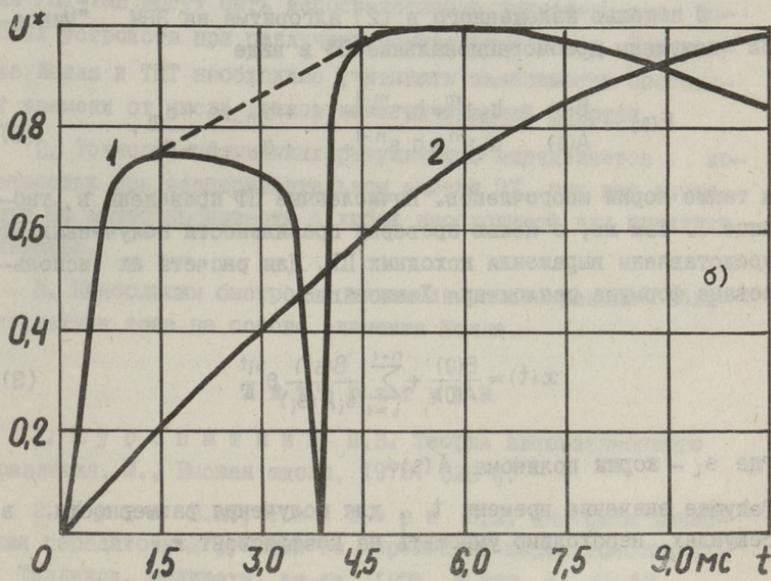
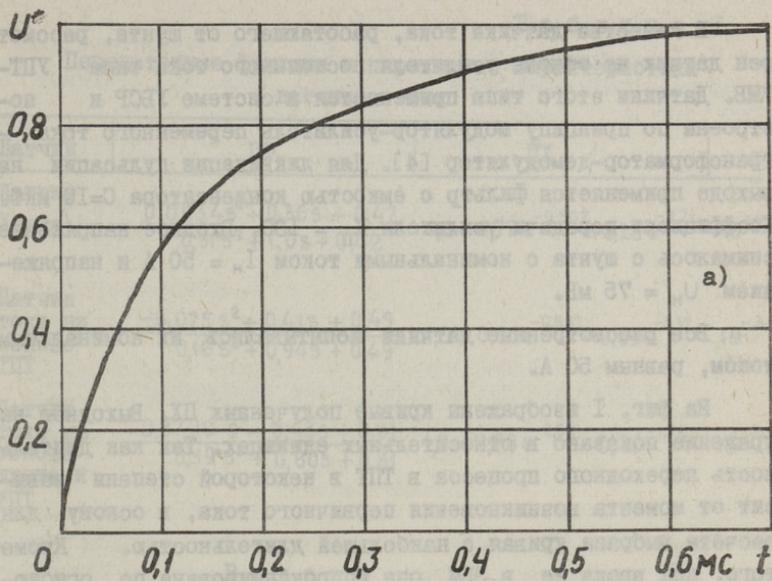
датчик тока на основе элемента Холла;

датчик тока на основе трансформатора постоянного тока (ТПТ);

датчик тока на основе шунта и усилителя постоянного тока (УПТ).

Исследуемый датчик Холла разработан и изготовлен на кафедре электропривода ТПИ. В комплект датчика входят блок питания, усилитель, магнитопровод и два элемента Холла. Магнитопровод датчика состоит из двух U-образных сердечников типа ШЛ 20х25, изготовленных из электротехнической стали марки Э310. Толщина ленты стали 0,35 мм. Магнитопровод имеет два воздушных зазора длиной по 1 мм, в которых установлены элементы Холла типа ДХК-7А. Число витков намагничивающей обмотки $w = 2$. Усилитель собран на микросхеме серии К 153. Задержка в самом усилителе, составляющая приблизительно 100 мкс, входит в полное время срабатывания датчика.

Датчик тока на основе ТПТ в простейшем случае представляет собой устройство с двумя дросселями насыщения и нагрузкой, включенной через выпрямитель последовательно с обмотками дросселей. Питание — однофазное. В работе рассмотрен аналогичный описанному датчик тока типа БДГ-4, разработанный ВНИИЭлектроприводом.



Фиг. 1. Переходные характеристики датчиков тока
 а) датчик тока на основе элемента Холла;
 б) датчик тока на основе ТПТ - (1);
 датчик тока на основе шунта и УПТ - (2).

В качестве датчика тока, работающего от шунта, рассмотрен датчик на основе усилителя постоянного тока типа УПТ-7МВ. Датчики этого типа применяются в системе УБСР и построены по принципу модулятор-усилитель переменного тока - трансформатор-демодулятор [4]. Для ликвидации пульсации на выходе применяется фильтр с емкостью конденсатора $C=10$ мкФ. Коэффициент передачи усилителя $K_{\Pi} = 130$. Входное напряжение снималось с шунта с номинальными током $I_{\Pi} = 50$ А и напряжением $U_{\Pi} = 75$ мВ.

Все рассмотренные датчики испытывались их номинальным током, равным 50 А.

На фиг. 1 изображены кривые полученных ПХ. Выходное напряжение показано в относительных единицах. Так как длительность переходного процесса в ТПТ в некоторой степени зависит от момента возникновения первичного тока, в основу для расчета выбрана кривая с наибольшей длительностью. Кроме того, для ввода ее в ЭВМ она аппроксимирована по огибающей.

С помощью изложенного в [2] алгоритма на ЭВМ "Минск-32" получены дробнорациональные ПФ в виде

$$F(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n}, \quad (2)$$

а также корни многочленов. Вычисленные ПФ приведены в таблице I. Там же, с целью проверки правильности полученных ПФ, представлены выражения исходных ПХ. Для расчета их использована формула разложения Хевисайда:

$$x(t) = \frac{B(0)}{A(0)} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{B(s_i)}{s_i A'(s_i)} e^{s_i t}, \quad (3)$$

где s_i - корни полинома $A(s)$.

Текущее значение времени t , для получения размерности в секундах, необходимо умножить на коэффициент k .

Т а б л и ц а I

Передаточные функции и переходные характеристики датчиков тока

Датчик	ПФ	ПХ	к
Датчик Холла	$\frac{0,0034s^2 + 0,36s + 0,42}{0,31s^2 + 1,0s + 0,42}$	$1,0 - 0,72e^{-0,50t} - 0,28e^{-2,7t}$	10^{-4}
Датчик тока на основе ТПТ	$\frac{-0,025s^2 + 0,41s + 0,49}{0,16s^2 + 0,94s + 0,49}$	$1,0 - 0,55e^{-0,58t} - 0,59e^{-5,3t}$	10^{-3}
Датчик тока на основе шунта и УПТ	$\frac{0,87 \cdot 10^{-3}s^2 + 0,43s + 0,81}{0,19s^2 + 0,80s + 0,81}$	$1,0 - 0,70e^{-2,5t} - 0,30e^{-4,7t}$	10^{-2}

В ы в о д ы

1. Вычисленные ПФ для датчика на основе шунта и усилителя УПТ-7МВ могут быть непосредственно применены для подобных устройств при различных номинальных токах. При датчике Холла и ТПТ необходимо учитывать зависимость постоянной времени от числа витков намагничивающей обмотки.

2. Точность полученных результатов определяется погрешностью при экспериментальном снятии ПХ, так как вычисление ПФ можно произвести с любой необходимой для практики точностью.

3. Наибольшим быстродействием из рассмотренных обладает датчик тока на основе элемента Холла.

Л и т е р а т у р а

1. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления. М., Высшая школа, 1973. 528 с.

2. Кукк В.А., Рюстерн Э.А. Алгоритм вычисления передаточной функции из переходной характеристики. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1975, № 387, с. 45-53.

3. Чебовский О.Г. и др. Силовые полупроводниковые приборы (справочник). М., Энергия, 1975. 512 с.

4. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пист-
рак М.Я., Слежановский О.В. Управление вен-
тельными электроприводами постоянного тока. М., Энергия,
1970. 200 с.

J. Treufeld, A. Egel

Über die Schnelligkeit der Stromgeber
in den Thyristorstromrichterschaltungen

Zusammenfassung

Es werden die dynamischen Eigenschaften einiger Strom-
geber betrachtet, die in den Schutzschaltungen der Thyristor-
stromrichter angewendet werden. Auf Grund der experimentell
aufgenommenen Übergangsprozesse sind die Übertragungsfunk-
tionen der Geber festgestellt. Die gewonnenen Resultate können
für die Vergleichung verschiedener Geber ausgenutzt werden.



TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
УСТРОЙСТВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика X

УДК 621.313

О переходном процессе токов асинхронного испол-
нительного двигателя с аксиальным потоком.

Варик Л.Э., Самолевский Г.К. "Труды Таллинского
политехнического института", 1979, № 477, с. 3-9.

В данной работе исследуются переходные процессы токов
асинхронного исполнительного двигателя при пуске $\xi = 1$. Вы-
водятся формулы для расчета токов обмоток статора.

Приводится сравнение теоретических и эксперименталь-
ных результатов, полученных на опытных образцах двигателей.

Фигур - 4, библиографических наименований - 2.

УДК 621.313

Пусковой процесс торцового магнитоэлектрического
синхронного двигателя с печатной обмоткой.

Вагане В.Э. "Труды Таллинского политехнического
института", 1979, № 477, с. 11-27.

Выведена формула для электромагнитного момента и его
составляющих возбужденного синхронного двигателя с учетом
активного сопротивления фазной обмотки. Уравнение движения
решено методом направляющих. Приведены экспериментальные
данные осциллографирования пускового процесса опытного дви-
гателя.

Таблиц - 1, фигур - 6, библиографических наименований - 9.

УДК 621.318.435

Расчет мощности управляемого реактора стержневой конструкции. Теллинен И.И., Ярвик Я.Я. "Труды Таллинского политехнического института", 1979, № 477, с. 29-35.

Дается вывод упрощенной формулы для расчета электромагнитной мощности управляемых реакторов стержневой конструкции. При выводе формулы использовано понятие удельной намагничивающей мощности магнитопровода.

Фигур - I.

УДК 621.318

Повышение быстродействия регулирования и защита амплитудно-регулируемых ферромагнитных устройств. Кала Ю.А. "Труды Таллинского политехнического института", 1979, № 477, с. 37-45.

Рассматриваются вопросы повышения быстродействия систем автоматического регулирования с ферромагнитным управляемым подмагничиванием устройств.

Приводится краткий обзор работ в этой области и выражения для определения максимально возможного угла управления выпрямителя системы подмагничивания.

Рассматривается способ защиты выпрямителя системы подмагничивания путем подключения в аварийной ситуации конденсатора к зажимам обмотки управления. Приводится методика определения времени переходного процесса и величины напряжения на конденсаторе.

Фигур - 4, библиографических наименований - 4.

УДК 621.314.2

Трансформатор тока для полупроводниковых схем. Рейнер А.П., Сеппинг Э.А., Кала Ю.А. "Труды Таллинского политехнического института", 1979, № 477, с. 47-57.

В данной статье рассматриваются вопросы теории и проектирования трансформаторов тока специальной конструкции, предназначенных для полупроводниковых схем управления и из-

мерения в качестве датчика тока. Приводятся векторная диаграмма и данные экспериментального исследования.

Фигур - 4, библиографических наименований - 4.

УДК 621.314.632;621.316.9

О быстродействии датчиков тока в схемах тиристорных преобразователей. Треуфельд Ю.Х., Эгель А.Э. "Труды Таллинского политехнического института", 1979, № 477, с. 59-64.

Рассматриваются динамические свойства некоторых датчиков тока, применяемых в схемах тиристорных преобразователей. На основе экспериментально снятых переходных характеристик датчиков с помощью ЭВМ определены их передаточные функции. Полученные результаты могут использоваться для сравнения различных датчиков, а также для оценки согласованности динамических свойств датчика и измеряемого процесса.

Таблиц - 1, фигур - 1, библиографических наименований - 4.



Цена 50 коп.