

11 418.900

IFAC

INTERNATIONAL FEDERATION
OF AUTOMATIC CONTROL



WARSZAWA 1969

Electro-Mechanical Drives

Fourth Congress of the International
Federation of Automatic Control
Warszawa 16–21 June 1969

TECHNICAL
SESSION

15



Organized by
Naczelna Organizacja Techniczna w Polsce

INTERNATIONAL FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL

Electro-Mechanical Drives

TECHNICAL SESSION No 15

**FOURTH CONGRESS OF THE INTERNATIONAL
FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL
WARSZAWA 16 – 21 JUNE 1969**



**Organized by
Naczelna Organizacja Techniczna w Polsce**

Biblioteka Narodowa
Warszawa



30001008742610



II 418 900

Contents

Paper No			Page
15.1	SU	- A.A.Efendizade, B.A.Listengarten, S.M.Bagirov, T.A.Zaircva, Yu.M.Kurdiukov - Research into Dynamic Regimes of Controlled Thyatron Elec- trical Drives.....	3
15.2	SU	- M.Z.Khamudkhanov, T.S.Kamalov, K.Muminov - System of Automatic Absolute Sliding Stability Re- gime Control of Asynchronous Electrical Drive with Frequency Control from Thyatron Converter	21
15.3	SU	- V.N.Javorsky, E.S.Avatcov,, V.I.Makshanov, E.M.Aldonin, V.K.Dorokhin - About the Theory of Servodrives with Thyristor Frequency Control of Threephase Squirell-Cage Asynchronmotors..	32
15.4	JA	- E.Ohno, M.Akamatsu - Speed Control of Induc- tion Motors Using Self-Controlled Thyristor In- verters.....	46
15.5	GB	- F.Fallside, R.D.Jackson - Integrated Digital Con- trol of D.C. Thyristor Drive.....	62
15.6	SU	- D.V.Sviecharnik, L.H.Shidlovith, Yu.M.Kelim , A.A.Bieloglazov - Methods Development of In- ductive Micro-Motors Control.....	71
15.7	USA	- S.S.L.Chang - An Analysis of the Stepping Mo- tor- what Can It Do?.....	91
15.8	PL	- J.Owczarek - New Kind of Synchronous Micro - motor.....	104
15.9	GB	- C.W.Green, R.J.A.Paul - Factors Involved in the Analysis nad Design of D.C. Linear Actuators...	116

Wydawnictwa Czasopism Technicznych NOT
Warszawa, ul. Czackiego 3/5 — Polska

Zakład Poligraficzny WCT NOT. Zam. 30/69.

1969 eo 5969 / 2

К ИССЛЕДОВАНИЮ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ УПРАВЛЯЕМЫХ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

ЭФЕНДИЗАДЕ А.А., ЛИСТЕНГАРГЕН Б.А., БАГИРОВ С.М.,

ЗАИРОВА Т.А., КУРДИКОВ И.М.

СССР

Азербайджанский научно-исследовательский институт

им. И. Г. Есманова

Развитие полупроводниковой техники открыло широкие перспективы по разработке и созданию управляемых тиристорных электроприводов переменного и постоянного тока.

Хотя за последние годы опубликован ряд работ, посвященных исследованию системы "статический преобразователь частоты-асинхронный двигатель" I-7, явления, протекающие в этих системах изучены еще недостаточно.

К общеизвестным трудностям, имеющим место при исследовании переходных процессов асинхронного двигателя, добавляются еще новые, связанные с наличием вентиля, которые в частности обуславливают появление цепей с периодической коммутацией.

Одной из существенных особенностей статических преобразователей частоты является то, что на выходе этих преобразователей напряжение представляет собой ступенчатые кривые. При этом ток двигателя обычно определяется путем последовательного рассмотрения процессов при различных состояниях инвертора^{3,6} или используется метод гармонического анализа⁷.

Для квазиустановившихся и переходных электромагнитных процессов можно получить общие аналитические выражения для токов и момента асинхронного двигателя при использовании теории импульсных цепей и метода дискретного преобразования Лапласа.

Рассмотрим одну из рациональных схем инвертора - трехфазную мостовую с ограниченными коммутлирующими емкостями^I.

Предполагаем, что все вентили являются идеальными, емкость

сглаживающего конденсатора настолько велика, что напряжение преобразователя остается постоянным, независимо от нагрузки. При такой идеализации напряжение инвертора имеет ступенчатую форму, зависящую от характера нагрузки и способа ее соединения.

Аналитически напряжение может быть описано ступенчатыми функциями вида:

$$U_k = A_k \cos \frac{\pi}{3} n + B_k \sin \frac{\pi}{3} n \quad (k=1,2,3) \quad (1)$$

Период повторения этих функций зависит от частоты, а именно:

$$T = \frac{1}{6f} = \frac{2\pi}{6\omega} \quad (2)$$

Ниже в таблице I приведены выражения для напряжений в случае соединения нагрузки в звезду и треугольник.

ТАБЛИЦА I

Напряжение	Схема соединения нагрузки	
	треугольник	звезда
$U_1[n]$ фаза I	$U_1[n]$	$U_1[n]$
$U_2[n]$ фаза II	$U_2[n-2]$	$U_2[n-2]$
$U_3[n]$ фаза III	$U_3[n-4]$	$U_3[n-4]$
$U_1[n]$ при активной нагрузке	$U_1[n] = U_d \cos \frac{\pi}{3} n$	$U_1[n] = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d \sin \frac{\pi}{3} (n+1)$
$U_1[n]$ при активно-индуктивной нагрузке	$0 \leq \omega t_g \leq \frac{\pi}{3}; 0 \leq \epsilon \leq \gamma$	
	$U_1[n] = U_d [\cos \frac{\pi}{3} n - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \frac{\pi}{3} n]$	$U_1[n] = \frac{2}{3} U_d \cos \frac{\pi}{3} n$
	$0 \leq \omega t_g \leq \frac{\pi}{3}; \gamma \leq \epsilon \leq 1$	
	$U_1[n] = U_d \cos \frac{\pi}{3} n$	$U_1[n] = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d \sin \frac{\pi}{3} (n+1) \cdot 1[n-\gamma]$
	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t_g \leq \frac{\pi}{2}$	
	$U_1[n] = \frac{2\sqrt{3}}{3} U_d \sin \frac{\pi}{3} (n+2)$	$U_1[n] = \frac{2}{3} U_d \cos \frac{\pi}{3} n$

При таком представлении систему "преобразователь частоты - асинхронный двигатель" можно рассматривать в виде импульсной цепи, состоящей из формирующего элемента, создающего прямоугольные импульсы, и приведенной непрерывной части, которая соответствует схеме замещения асинхронного двигателя.

Для квазистационавшегося процесса передаточная функция непрерывной части в операторной форме имеет следующий вид:

$$K_{\pi}(p) = \frac{K_1}{1 + T_1 p} \quad (3)$$

где $T_1 = \frac{L_2}{r_2}$, здесь r_2, L_2 - эквивалентные сопротивления двигателя.

Вводя новый параметр преобразования $q = pT$, определяем передаточную функцию импульсной цепи⁸ $K^*(q, \varepsilon)$.

Изображение для функции тока

$$i^*(q, \varepsilon) = K^*(q, \varepsilon) \cdot U^*(q, 0) \quad (4)$$

где $U^*(q, 0)$ - определяется по соответствующим значениям оригиналов напряжений, приведенных в таблице I. По обратному преобразованию Лапласа определяются оригиналы функции тока.

Ниже приводятся развернутые выражения для изображения функций токов для случая включения двигателя в треугольник ($0 \leq \omega t_g \leq \frac{\pi}{3}$).

$$\text{для } 0 \leq \varepsilon \leq r, \quad i_I^*(q, \varepsilon) = \frac{U_d}{r_2} [A^*(q, \varepsilon) - B_I^*(q, \varepsilon)], \quad (5)$$

$$\text{для } r \leq \varepsilon \leq 1, \quad i_{II}^*(q, \varepsilon) = \frac{U_d}{r_2} [A^*(q, \varepsilon) - B_{II}^*(q, \varepsilon)], \quad (6)$$

$$\text{где} \quad A^*(q, \varepsilon) = \left(1 - \frac{e^q - 1}{e^q - e^{-\beta}} e^{-\beta \varepsilon}\right) \frac{e^q (e^q - 0,5)}{e^{2q} - e^q + 1};$$

$$\begin{aligned}
 \text{и} \quad B_I^*(q, \varepsilon) &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{e^{\gamma} - e^{-\beta(1-\gamma)}}{e^{\gamma} - e^{-\beta}} e^{-\beta\varepsilon} \right) \frac{e^{\gamma}}{e^{2\gamma} - e^{\gamma} + 1}, \\
 B_{II}^*(q, \varepsilon) &= \frac{1}{2} \frac{(1 - e^{-\beta\gamma})}{e^{\gamma} - e^{-\beta}} \cdot \frac{e^{\gamma}}{e^{2\gamma} - e^{\gamma} + 1} \cdot e^{-\beta(\varepsilon - \gamma)}
 \end{aligned} \quad (7)$$

Значения оригиналов токов определяются по обратному преобразованию Лапласа.

При исследовании электромагнитного переходного процесса в системе осей, вращающихся с синхронной скоростью, выражение для тока статора имеет следующий вид:

$$i_{cc}(p) = \frac{e_{cc}(p)}{x_c'} K_T(p), \quad (8)$$

где

$$K_T(p) = \frac{p + \alpha_p + js}{(p + j)(p + \alpha_p' + js) + \alpha_c'(p + \alpha_p + js)} \quad (9)$$

-передаточная функция непрерывной части.

Определяя передаточную функцию импульсной системы $K(q, \varepsilon)^*$ по уравнению (9), значение $e_{cc}^*(q)$ по выражениям для фазных напряжений, получаем изображение для функции тока $i_{cc}^*(q, \varepsilon)$.

В случае пренебрежения активным сопротивлением статора можно получить также аналитическое выражение для потокосцепления. Развернутые выражения для тока и потокосцепления приведены в 6.

При исследовании электромеханических переходных процессов для расчетов целесообразно использовать аналоговую или цифровую вычислительную машину⁹.

Для расчетов на ЭЦВМ уравнения двигателя были записаны в системе осей α и β , вращающихся с переменной угловой скоростью, соответствующей регулируемой частоте, и образующих угол φ_1 с неподвижными осями⁹.

При пуске двигателя эквивалентное сопротивление носит ин-

дуктивный характер. При этом выражения для напряжений U_α и U_β , отнесенных к вращающимся осям, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} U_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cos\left(\frac{\pi}{3} n - \omega_0 \vartheta t\right) \\ U_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \sin\left(\frac{\pi}{3} n - \omega_0 \vartheta t\right) \end{aligned} \quad (10)$$

Начальный фазовый угол принят равным нулю.

Для случая частотного регулирования при постоянном нагрузочном моменте, имеем следующую систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \omega_0 \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \cos\left(\frac{\pi}{3} n - \omega_0 \vartheta t\right) &= x_1 \frac{di_{1\alpha}}{dt} + x_m \frac{di_{2\alpha}}{dt} + r_1 \omega_0 i_{1\alpha} - x_1 \omega_0 \vartheta i_{1\beta} - x_m \omega_0 \vartheta i_{2\beta}; \\ \omega_0 \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \sin\left(\frac{\pi}{3} n - \omega_0 \vartheta t\right) &= x_1 \frac{di_{1\beta}}{dt} + x_m \frac{di_{2\beta}}{dt} + r_1 \omega_0 i_{1\beta} + x_1 \omega_0 \vartheta i_{1\alpha} + x_m \omega_0 \vartheta i_{2\alpha}; \\ 0 &= x_2 \frac{di_{2\alpha}}{dt} + x_m \frac{di_{1\alpha}}{dt} + r_2 \omega_0 i_{2\alpha} - x_2 \omega_0 \vartheta s i_{2\beta} - x_m \omega_0 \vartheta s i_{1\beta}; \\ 0 &= x_2 \frac{di_{2\beta}}{dt} + x_m \frac{di_{1\beta}}{dt} + r_2 \omega_0 i_{2\beta} + x_2 \omega_0 \vartheta s i_{2\alpha} + x_m \omega_0 \vartheta s i_{1\alpha}; \\ -\frac{ds}{dt} &= \frac{1}{2 \mathcal{H}} (M_s - M_c); \quad M_s = x_m (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{1\alpha} i_{2\beta}); \end{aligned} \quad (11)$$

где $\vartheta = \frac{f_1}{f_{ном}}$ — относительная частота тока статора, $\vartheta_2 = \frac{f_2}{f_{ном}}$ — абсолютное скольжение, $s = \frac{\vartheta_2}{\vartheta}$, $\varphi_1 = \omega_0 \vartheta t$, $\omega_0 = 157$ 1/сек, \mathcal{H} — механическая постоянная времени.

На основании системы уравнений (11) были приведены расчеты электромеханического переходного процесса асинхронного двигателя мощностью 2,8 кВт, $U_H = 380$ в, $n_0 = 1500$ об/мин.

Для сравнения протекания переходных процессов при питании от источника ступенчатым и синусоидальным напряжением были проведены расчеты для этих двух вариантов; в обоих случаях был применен метод Рунге-Кутты.

При синусоидальном напряжении была использована стандартная

программа при автоматическом поиске шага интегрирования. При ступенчатой форме кривой напряжения стандартная подпрограмма решения системы дифференциальных уравнений была использована как подпрограмма в общей программе решения системы (11). Блок-схема программы решения представлена на рис. 1. Шаг интегрирования h был принят равным $h = \frac{1}{4T}$. При программировании были введены следующие обозначения: $i_{1\alpha} = c$, $i_{1\beta} = b$, $i_{2\alpha} = y$, $i_{2\beta} = g$, $S = \pi$.

Были рассмотрены несколько вариантов пуска двигателя при холостом ходе и при постоянном нагрузочном моменте для различных значений частот от $\nu = 1$ до $\nu = 0.4$.

На рис. 2,3 представлены кривые зависимости $M_3 = f(\tau)$ при номинальном моменте сопротивления ($M_c = 1$) при $\nu = 1$ и $\nu = 0.4$ для синусоидальной и ступенчатой формы кривых напряжения. На рис. 4 изображены кривые $M_3 = \varphi(s)$ при ступенчатой форме напряжения при $M_c = 1$ для $\nu = 1$ и $\nu = 0.4$.

Анализ полученных кривых показал, что при питании двигателя напряжением ступенчатой формы в кривых момента появляются пульсации. Продолжительность пуска двигателя по сравнению с питанием двигателя синусоидальным напряжением увеличивается. При пуске под нагрузкой при $\nu = 1$ продолжительность пуска возрасла в 2,85 раза, при $\nu = 0.4$ в два раза. При пуске вхолостую ($M_c = 0$) соответственно в 1,25 раза и в 1,57 раза.

Была разработана и исследована замкнутая система автоматического регулирования скорости асинхронного двигателя при постоянной мощности на валу ($P = \text{const}$). На рис. 5 представлена структурная схема этой системы. Питание двигателя осуществляется от статического преобразователя частоты. В качестве нагрузки используется генератор постоянного тока. Автоматическое поддержание постоянства мощности генератора обеспечивается за

счет специально разработанной схемы^{10,11}.

Для осуществления закона частотного управления имеется два контура регулирования: по частоте и напряжению. Регулирование частоты ведется по току асинхронного двигателя. Для регулирования напряжения по требуемой зависимости $u = \sqrt{p}$ в схему включен функциональный преобразователь.

При аналитическом исследовании этой системы была произведена линеаризация уравнений и рассмотрены лишь малые отклонения.

При определении передаточной функции двигателя пренебрегли высшими гармониками в кривых напряжения⁶.

Линеаризация уравнения движения и уравнения момента определяет следующие зависимости:

$$\Delta M_d - \Delta M_c = \theta p \Delta \omega_p \quad (12)$$

$$\Delta M_d = W_{1A}(p) \Delta u + W_{2A}(p) \Delta \varphi + W_{3A}(p) \Delta \varphi_p \quad (13)$$

где

$$W_{1A}(p) = \frac{3}{2} P u_{1m}^2 \frac{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}{a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0};$$

$$W_{2A}(p) = \frac{3}{2} P u_{1m}^2 \frac{c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0}{a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0};$$

$$W_{3A}(p) = \frac{3}{2} P u_{1m}^2 \frac{d_4 p^4 + d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0}{a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}.$$

здесь P - число пар полюсов, u_{1m} - амплитудное значение напряжения, Δu - относительное приращение амплитуды напряжения, $\Delta \varphi$ - приращение угла поворота поля статора, $\Delta \varphi_p = \frac{\Delta \omega_p}{P}$ - приращение угла поворота ротора. Коэффициенты в передаточных функциях определяются по параметрам двигателя.

Уравнения контуров регулирования по частоте и напряжению можно представить в следующем виде:

$$\Delta f_H = -B(p) \Delta I_A; \quad \Delta U_H = -A(p) \Delta I_A \quad (14)$$

Связь между приращениями тока ΔI_A и скорости $\Delta \omega_p$ получаем исходя из закона частотного регулирования при $P_c = const$:

$$\Delta \omega_p = -K \Delta I_A, \quad (15)$$

где $K = \frac{\omega_{ном}}{I_{ном}}$.

Решая совместно уравнения (12 - 15), получили характеристическое уравнение системы:

$$K \theta p^2 - W_H(p) A(p) p - 2\pi W_{2f}(p) B(p) - K W_{3A}(p) = 0 \quad (16)$$

Были проведены исследования на устойчивость при различных частотах (50 гц - 20 гц). Экспериментальные исследования показали, что система обеспечивает поддержание постоянной мощности при устойчивом регулировании скорости асинхронного двигателя при изменении частоты от 60 до 20 гц. На рис. 6 представлены осциллограммы, характеризующие переход с одной скорости на другую при изменении момента.

Была разработана новая система тиристорного электропривода постоянного тока мощностью 9 кВт с полупроводящим трехфазным выпрямителем, предназначенная для закаточного агрегата шинного производства. Диапазон регулирования скорости системы 1:60. Регулирование скорости двигателя осуществляется в функции скорости прорезиненного корда и диаметра барабана. Управляющим элементом системы является бесконтактный сельсин. Структурная схема этой системы представлена на рис. 7.

Система подробно была исследована теоретически и экспериментально. Расчет переходных процессов и анализ устойчивости

был проведен с помощью ЭЦМ.

Анализ электромагнитных переходных процессов в системе "трех-фазный полупроводниковый выпрямитель - двигатель" был проведен при использовании метода разностных уравнений¹². Решения были получены для двух случаев: без учета и с учетом угла коммутации.

Без учета угла коммутации период повторяемости содержит два подпериода. В этом случае выражение для тока в моменты коммутации имеет следующий вид:

$$J[n] = R_1 \frac{1 - e^{-n \frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{\frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}} + J_0 e^{-n \frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}, \quad (17)$$

где $R_1 = f(\alpha, \varphi)$, α - угол, задаваемый системой управления, φ - параметр нагрузки.

При учете угла коммутации были получены зависимости углов коммутации от значения токов в дискретные моменты времени, что позволило исключить значения углов коммутации из разностных уравнений. Выражения для токов в этом случае принимают следующий вид:

$$J[n] = \frac{R_2}{2x+3} \left[1 - \left(\frac{x+1}{x+2} \right)^{2n} \right] + J_0 \left(\frac{x+1}{x+2} \right)^{2n}, \quad (18)$$

где $R_2 = \varphi(\alpha, x)$, x - индуктивность нагрузки.

По уравнениям (17 - 18) возможно рассчитать переходные процессы при различных вариантах изменения таких параметров, как угол регулирования в диапазоне $0 \leq \alpha \leq \pi$, э.д.с. на входе и выходе преобразователя и т.д.

Были проведены расчеты на ЭЦМ электромагнитных переходных процессов системы "выпрямитель-двигатель" закатоного агрегата при фиксированных значениях линейной скорости корда (v') и

и переменном моменте инерции. Исследуемая система описывается следующими уравнениями:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + c_e n = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha), \quad (19)$$

$$M_g - M_c = M_g,$$

где $M_g = c_m i$; $M_c = \frac{30 v (F_k + F_{np})}{\eta \pi} \cdot \frac{1}{n}$;

$$M_g = \frac{\pi}{30} [J_{AB} + \eta^2 J_g + \eta^2 \frac{\pi b}{2g} (\gamma_k + 0,7 \gamma_{np}) (\frac{81 \cdot 10^4}{\eta^4 \pi^4} \frac{v^4}{n^4} - R_0^4)] \frac{dn}{dt}$$

J_{AB}, J_g - моменты инерции двигателя и барабана. R_0 - начальный радиус, $\eta = \frac{n_g}{n_{AB}}$, γ_k, γ_{np} - удельный вес корда и прокладки, b - ширина корда, F_k, F_{np} - сила натяжения корда и прокладки.

По проведенным на машине расчетам был получен закон изменения угла регулирования α в режиме пуска, обеспечивающий ограниченное значение пускового тока:

$$\alpha = \arccos \left[\frac{\sqrt{2} \pi}{3} (1 - e^{-\frac{t}{1,3}}) - 1 \right] \quad (20)$$

На рис. 8 представлены полученные расчетные кривые изменения тока, скорости в процессе пуска при изменении угла α согласно уравнению (20).

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Завалишин Д.А., Шукалов В.Ф. Вентильные преобразователи частоты для частотного регулирования скорости асинхронных двигателей. Вестник электропромышленности, № 6, 1961.
2. САНДЛЕР А.С., Сарбатов Р.А. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями. Изд-во "Энергия", 1966.
3. Хасанов О.И. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. Изд-во "Наука", 1966.
4. Эфендизаде А.А., Листенгартен Б.А. К методике расчета переходных процессов в системе "статический преобразователь частоты-асинхронный двигатель". Изв. АН СССР. "Энергетика и транспорт", № 5, 1967.
5. Klaus Bystrom. *Strom und Spannungsverhältnisse beim Drehstrom-Drehstrom Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis*. ETZ, 1966, Heft 8.
6. Rasz I. *Dynamic Behaviour of Inverter Controlled Induction Motors*. Third Congress I F A C , Session 4, Paper 4B, London, 1966.
7. Abraham L., Neumann K., Korrelmann. *Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfiglaufermotoren*, AEG Mitt. 54, n 1-2, 1964.
8. Ципкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. "Физматгиз", 1963.
9. Lawerson P.J., Stephenson J.M. *Note on Induction-Machine Performance with a Variable-Frequency Supply*. Proceeding the Institution of El. Engineers, Power, Decem. 1966.
10. Эфендизаде А.А. Теория регулируемого асинхронного электропривода. Изд. АН Азербайджанской ССР, Баку, 1955.
11. Курдюков Ю. М. Регулирование тиристорного асинхронного электропривода при постоянной мощности. "За технический прогресс", № 7, 1968. Баку.
12. Поссе А. В. Расчет переходных процессов в системе "Выпрямитель-реактор-встречная э.д.с." Изв. АН СССР. "Энергетика и транспорт", № I, 1964.



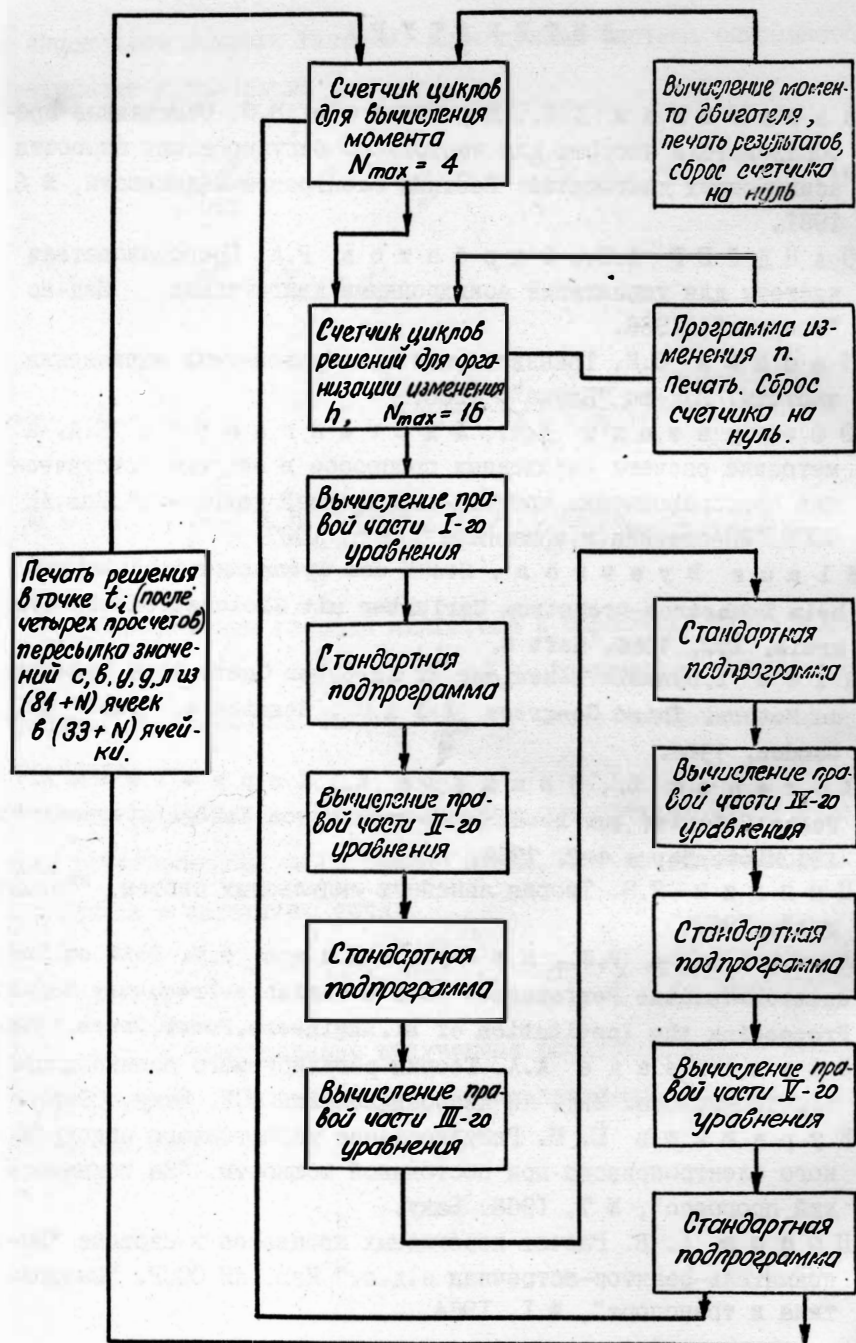


Рис. 1 Блок схема программы

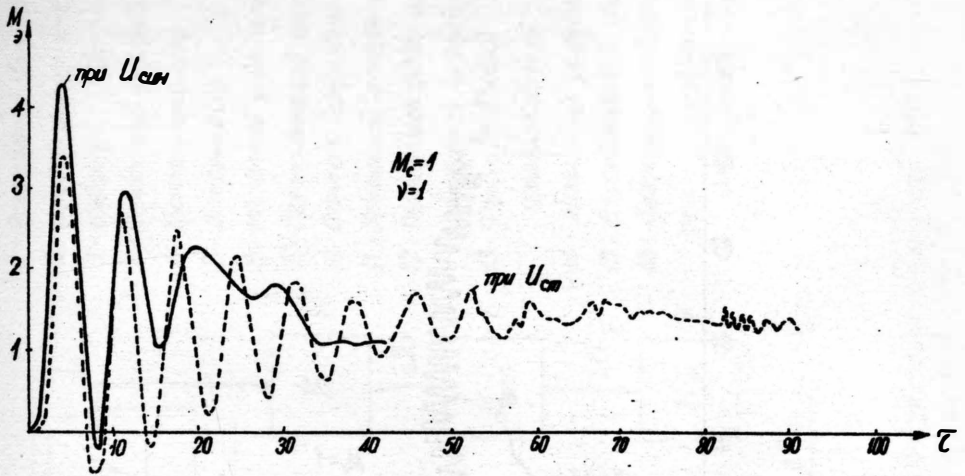


Рис. 2 Кривая зависимости $M_2 = f(\tau)$ при $M_c=1$, $\nu=1$

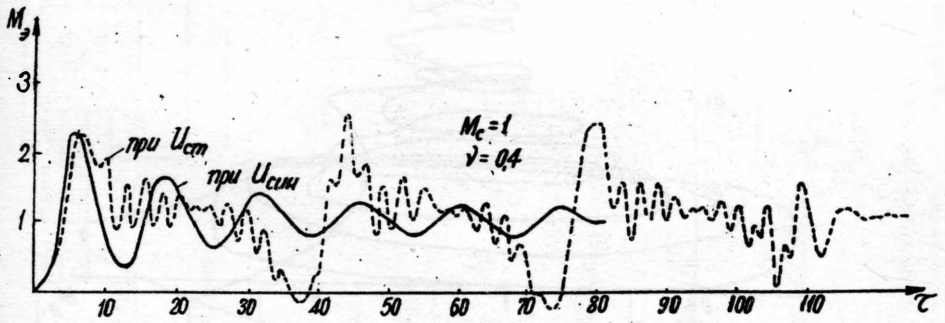


Рис. 3 Кривая зависимости $M_2 = f(\tau)$ при $M_c=1$, $\nu=0.4$

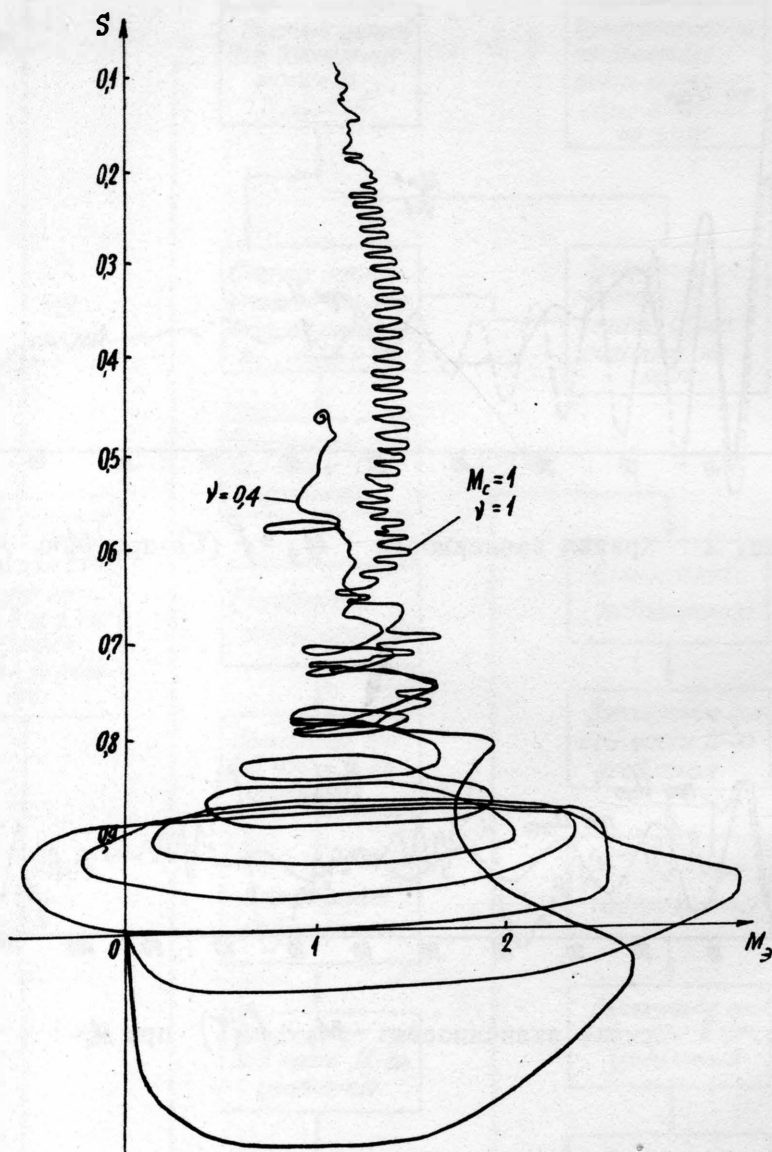


Рис. 4 Механические характеристики $M_3 = \varphi(s)$ при $M_c = 1$ для $\nu = 1$ и $\nu = 0,4$

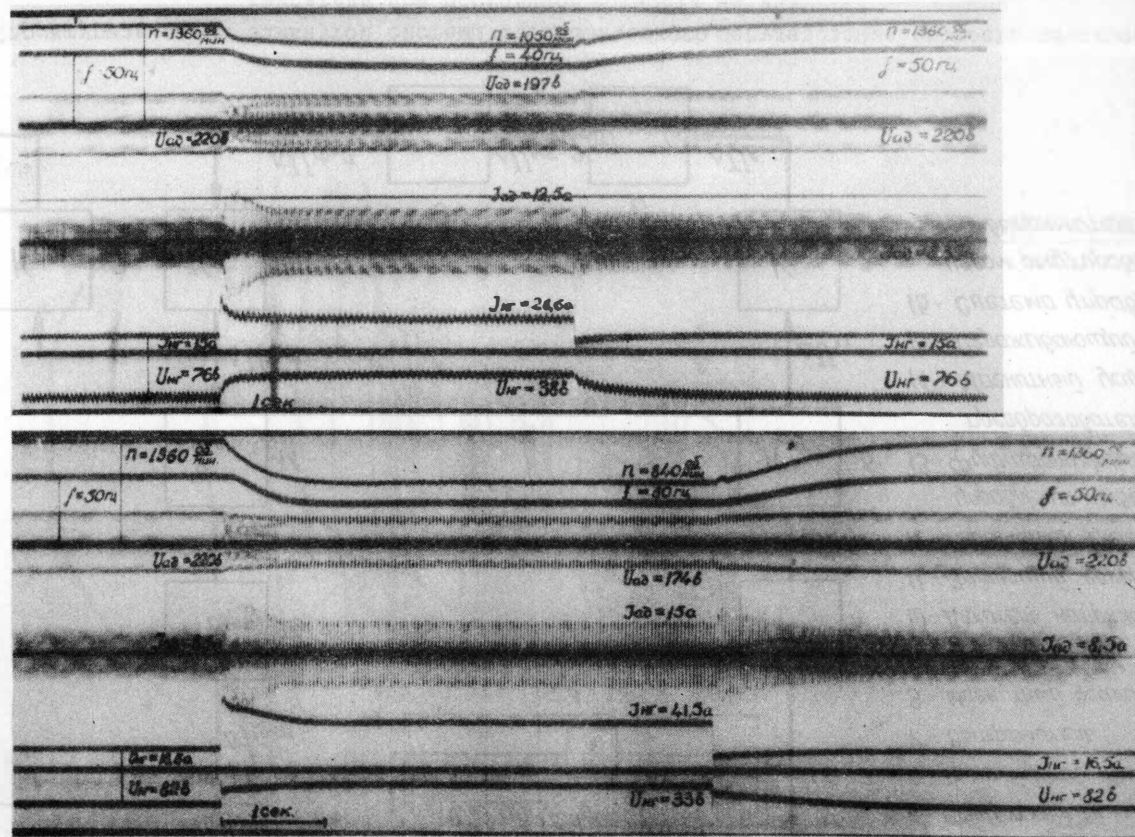
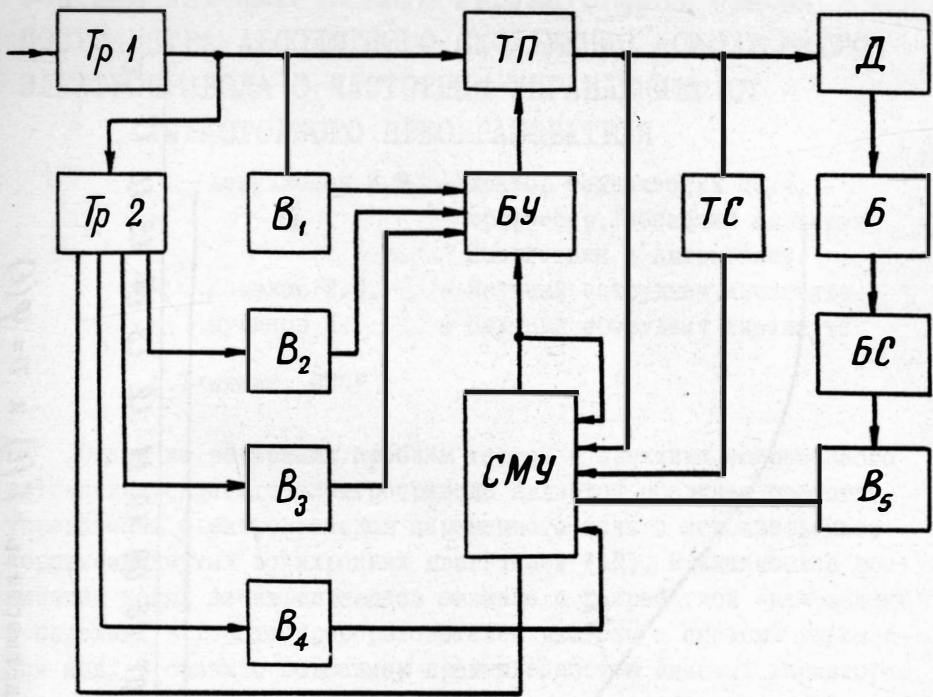


Рис. 6 Осциллограммы частотного регулирования скорости асинхронного двигателя при $P_c = \text{const}$



- Tr-1* – питающий трансформатор
ТП – тиристорный преобразователь
Д – двигатель
Б – барабан
БС – бесконтактный сельсин
В₁-В₅ – выпрямители
СМУ – суммирующий магнитный усилитель
ТС – стабилизирующий трансформатор
БУ – блок управления
Tr-2 – силовой трансформатор

Рис. 7 Структурная схема системы тиристорного электропривода постоянного тока закатоочного агрегата

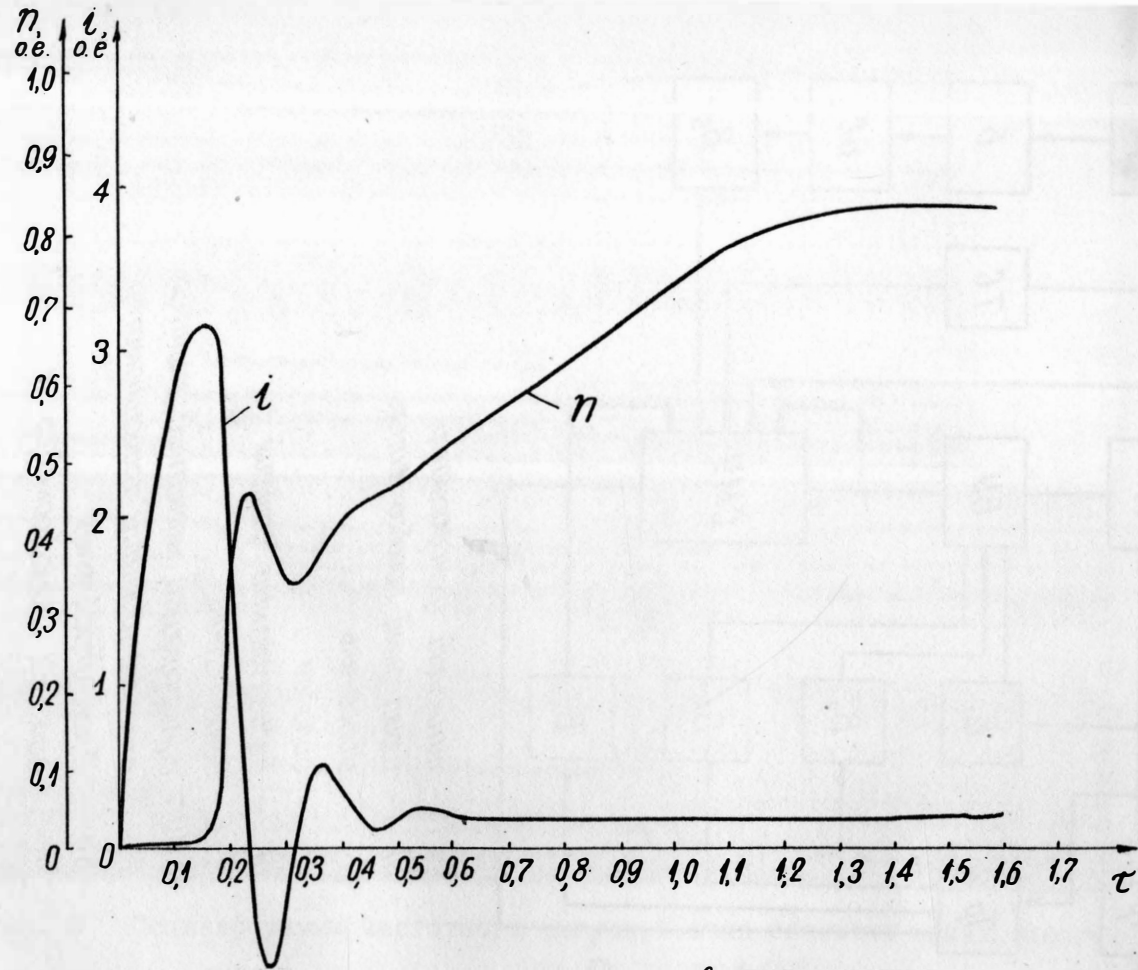


Рис. 8 Кривые зависимости $i = f(t)$ и $n = \varphi(t)$

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМА ПОСТОЯНСТВА АБСОЛЮТНОГО СКОЛЬЖЕНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ОТ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Хамудханов М.З. - доктор технических наук,
профессор, Узбекский институт
Энергетики и Автоматики.

Камалов Т.С. - Научный сотрудник института

Муминов К. - Научный сотрудник института

г.Ташкент, СССР

Одной из важнейших проблем теории и практики современного автоматизированного электропривода является создание частотно-управляемых электроприводов переменного тока с использованием короткозамкнутых асинхронных двигателей (АД). Практическая реализация таких электроприводов связано с разработкой экономичных и надежных в работе преобразователей частоты и системы управления ими. В связи с освоением промышленностью силовых тиристоров появилась реальная возможность создания таких преобразователей.

Из всего многообразия существующих в настоящее время преобразователей частоты наибольший интерес представляют тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) с явно выраженной цепью постоянного тока, состоящие из управляемого выпрямителя (В) и автономного инвертора (АИ).

Несмотря на то, что существуют различные схемы ТПЧ и способы автоматического управления напряжением АД при совместной работе с ТПЧ, в вопросах детального исследования и реализации этих способов и в вопросах защиты системы от аномальных режимов имеет место значительное отставание.

В данной работе рассматривается разработанная авторами замкнутая система автоматического регулирования (САР) напряжения АД, обеспечивающая постоянство абсолютного скольжения (S_{adc}) двигателя и защиты тиристоров ТПЧ от сверхтоков.

Автоматическое управление режимом $S_{adc} = const$ в системе ТПЧ-АД может быть реализовано тремя замкнутыми контурами: частоты, напряжения и емкости коммутирующих конденсаторов АИ.

При достаточной стабильности частоты задающего генератора

возможно регулирование выходной частоты АД производить по разомкнутой цепи. Контур регулирования величины емкости (С) также можно осуществить по разомкнутой цепи, если изменение С рассматривать как возмущающее воздействие на контур регулирования напряжения.

Напряжение преобразователя регулируется по отклонению S_{adc} от заданного постоянного значения в зависимости от частоты, нагрузки и величины коммутирующей емкости.

Как известно, абсолютное скольжение АД выражается

$$S_{adc} = \frac{60}{p} f_1 - n = k f_1 - n, \quad (I)$$

где p - число пар полюсов, f_1 - частота питающего напряжения, n - скорость вращения ротора АД.

Из (I) следует, что для осуществления режима $S_{adc} = const$ необходимо поддерживать разность скорости вращающегося поля статора и скорости ротора АД постоянной. Но при этом для практической реализации САР потребовались бы аналоговые измерительные устройства. Однако, измерение скорости ротора тахометрическим способом дает ошибку порядка двух процентов, что соизмеримо со значением S_{adc} . Поэтому нами использован дискретный метод измерения скорости.

Формулу (I) перепишем в виде

$$S_{adc} = k(f_1 - f_2) = k f_3, \quad (2)$$

$$\text{где} \quad f_2 = \frac{n}{k} \quad (3)$$

- частота скорости вращения ротора физически является разностной частотой полей статора и ротора АД.

В случае изображения S_{adc} по (2) измеряемые величины f_1 и f_2 в виде импульсов напряжения являются дискретными и они лишены тех недостатков, которые свойственны непрерывным величинам в смысле наличия погрешностей в измерении.

На рис. I приведена блок-схема замкнутой САР напряжения АД осуществленной по указанному принципу (2) и элементов защиты тиристоров от сверхтоков. Здесь ДС - сглаживающий дроссель; РМТ - реле максимального тока; ФД - фотоэлектрический импульсный датчик; СМВ, СУИ - соответственно системы управления В и АД; ЗГ - задающий генератор; ВЧ - вычитатель частот f_1 и f_2 ; ПЧН - преобразователь час-

тоты f_3 в напряжение U_{oc} ; ФС - фазосдвигающее устройство; УН, УМ - соответственно усилители напряжения и мощности; СЗ - сравнивающий элемент; U_3 - задающее напряжение; U_3 - эталонное напряжение; БФА₁, БФА₂ - соответственно блок формирователя импульсов А₁ и А₂; ЛЭ - логический элемент; БВ - бесконтактный выключатель.

Для получения сигнала скорости вращения ротора АД разработан ФД, который конструктивно выполнен с учетом схемы АИ и числа пар полюсов АД.

Измерение f_1 можно осуществить двумя путями - непосредственно на зажимах АД или с СУИ. С точки зрения удобства, точности измерения и уменьшения количества элементов устройств, предпочтительнее f_1 брать с СУИ. При этом частота увеличивается в m раз, где m может быть равным 6 или 3 в зависимости от схемы АИ. В рассматриваемом случае могут быть два варианта получения f_1 , в зависимости от числа фаз ЗГ.

Если ЗГ выполнен в однофазном исполнении с последующим делением частоты с помощью пересчетного кольца, то f_1 снимается с выхода ЗГ. В случае же трехфазного ЗГ необходимо снимать f_1 с выхода импульсообразующего устройства с помощью диодной сборки.

На рис.2 приведена разработанная нами электронная схема ВЧ и ПЧН. Частота f_2 после усиления на лампе Л₆ (6Н1П) поступает на Л₇ (6Ж20П) - ВЧ, сюда же подается частота f_1 с ЗГ. Для нормальной работы ВЧ необходимо чтобы длительность импульса f_1 была больше длительности f_2 . Выходная величина ВЧ f_3 после усиления на лампе Л₈ (6Н1П) преобразуется в непрерывную величину U_{oc} при помощи ждущего мультивибратора Л₉ (6Н1П) и R_1C_1 цепочки. Далее напряжение U_{oc} сравнивается с напряжением U_3 и U_3 . Разностное напряжение U_y усиливается усилителем напряжения Л₁₀ (6Н2П) и усилителем мощности Л₁₁ (6П7С). Анодной нагрузкой последнего является обмотка управления ОУ дросселя ДМ фазосдвигающего моста СУВ.

Система управления В и АИ. Мостовая схема преобразователя является одной из широко распространенных схем, применяемых для выпрямления и инвертирования. Но система управления тиристорами указанных схем довольно сложна, поскольку сопряжена с необходимостью получения двойных импульсов, строгим согласованием чередования импульсов при монтаже и наладке.

Как показал анализ исследования мостовых схем В и АИ, систе-

му управления ими можно намного упростить за счет уменьшения количества дублирующих импульсов управления.

На рис.3 и 4 приведены принципиальные схемы СУВ и СУИ. В СУВ входят элементы фазосдвигающих, преобразующего однофазное напряжение в трехфазное и импульсообразующих устройств. Для получения шести управляющих импульсов симметричной мостовой схемы от трехфазного входа используются дифференцирующие трансформаторы (ТД).

Схема СУИ (рис.4) включает в себя ЗГ, пересчетное кольцо и формирователь управляющих импульсов.

Отличительной особенностью этих схем управления является то, что они выполнены с одними дублирующими импульсами. В схеме СУВ дублирующий импульс образуется одним диодом D_1 , включенным между каналами формирователя импульса. В схеме СУИ дублирующий импульс образуется диодом D_2 аналогичным способом.

Такое построение схемы управления В и АИ в сочетании с предвключенным сопротивлением R_n (рис.3) дает уменьшение элементов системы управления, упрощает монтаж и наладку, понижает потребляемую мощность системой управления, разгружает переход электрод-катод тиристоров В и АИ.

Сущность использования R_n заключается в следующем. Одним из основных условий включения ТПЧ к сети является синфазная подача управляющих импульсов на тиристоры В и АИ. При несоблюдении этого условия в зависимости от соотношения частот управления тиристорами В и АИ появляется "инерционность" или "мертвая зона". Если время инерционности при включении преодолевается автоматически самой системой, то для преодоления "мертвой зоны" необходимо менять частоту управления АИ или сдвигать по фазе управляющие импульсы В.

Для устранения указанных явлений предлагается включать параллельно между В и АИ активное сопротивление R_n перед ДС, с таким расчетом, чтобы R_n обеспечивал, независимо от момента нахождения управляющих импульсов АИ, ток равный току удержания тиристоров.

Защита системы от сверхтоков. Основным видом нарушения нормальной работы АИ является его опрокидывание, которое приводит к режиму короткого замыкания в цепи постоянного тока и создает неблагоприятные условия для работы тиристоров В и АИ.

Существующие методы защиты (плавкие анодные предохранители,

короткозамыкатели и др.) обладают существенными недостатками¹. Поэтому нами разработана бесконтактная защита тиристоров от сверхтоков, принципиальная схема которой приведена на рис.5.

Принцип действия защиты основан на сравнении импульса A_1 с импульсом A_2 (рис.1). При опрокидывании АИ импульс A_1 отсутствует и логический элемент ЛЭ выдает сигнал A_3 , который воздействует на СУВ так, чтобы выпрямленное напряжение не уменьшалось до нуля, а при этом оставалось некоторый фиксированный угол α_ϕ , обеспечивающий ток через тиристоры В и АИ, по величине меньше, чем их номинальный ток.

Для создания α_ϕ налагаемое постоянное напряжение в цепи СУВ состоит из фиксированного U_ϕ и регулируемого U_3 напряжений. Эти напряжения подбираются таким образом, чтобы при отключении U_3 обеспечивался требуемый α_ϕ .

Для получения импульса A_1 используется импульсный трансформатор (ТИ) (рис.4). Все импульсы с ТИ собираются с помощью диодной сборки (СД) и усиливаются на лампе L_1 (6Н1П). Усиленный импульс подается на ждущий мультивибратор L_2 (6Н1П), с которого снимается импульс нужной ширины и подается на ЛЭ -вторую сетку L_5 (6Ж20П). На первую сетку L_5 поступает импульс A_2 от входного трансформатора $ТР_1$ СУИ через ждущий мультивибратор L_3 (6Н1П) и усилитель L_4 (6Н1П). При отсутствии A_1 лампа L_5 откроется импульсом A_2 по первой сетке и на выходе трансформатора $ТР_2$ возникает сигнал A_3 , включающий тиристор Т, который своим током отключит U_3 . Бесконтактный выключатель напряжения U_3 выполнен на триоде типа П202, через который проходит ток, обусловленный U_3 . Ток для открытия триода снимается с того же источника U_3 через сопротивление R_1 . Кроме того, в цепь U_3 включен нормально замкнутый контакт К2, который отключается от РМТ (рис.1), последнее защищает тиристоры В и АИ от перегрузочных токов. Контакты К1 в цепи Т и анодных напряжений ламп $L_1 - L_5$ служат для возвращения схемы в исходное состояние.

Приводим необходимые для анализа устойчивости рассматриваемой системы основные уравнения ее элементов в линейном приближении. При этом примем практически допустимые для таких систем допущения²:

Уравнение узла В-ДС при наличии у ДС противоавтоколебательной короткозамкнутой обмотки (рис.1) согласно² запишется

$$(\beta T_2 p + 1) \Delta U_0 + (T_2 p + 1) R_3 \Delta i_0 = (A_1 T_2 p + \rho) R_3 \Delta \alpha, \quad (4)$$

$$\text{где } \beta = \frac{T_{кз}}{T_2}, \quad T_{кз} = \frac{L_{кз}}{R_{кз}}, \quad T_2 = T_3 + T_{кз},$$

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3}, \quad \beta_1 = \beta \rho, \quad \rho = \frac{K_6}{R_3},$$

R_3, L_3, i_0 - активное сопротивление, коэффициент самоиндукции и ток рабочей цепи ДС; $R_{кз}, L_{кз}$ - активное сопротивление и коэффициент самоиндукции короткозамкнутой обмотки ДС; U_0 - входное напряжение АИ; K_6, α - коэффициент передачи и угол регулирования В; p - знак дифференцирования.

Уравнение регулятора напряжения. Основными элементами регулятора напряжения являются ФД, ВЧ, ПЧН, УН, УМ и СУВ (рис.2).

Уравнения ВЧ и ФД определяются из (2) и (3). Динамический режим ПЧН в основном определяется параметрами R, C -цепочки. И его уравнения в отклонении будет

$$(T_c p + 1) \Delta U_{oc} = K_c \Delta U_1, \quad (5)$$

$$\text{где } K_c = \frac{R_H}{R_1 + R_H} \quad \text{и} \quad T_c = K_c R_1 C_1$$

- соответственно коэффициент передачи и постоянная времени R, C , - цепочки; R_H - нагрузочное сопротивление ПЧН; U_1 - выходное напряжение ждущего мультивибратора ПЧН.

Напряжение U_{oc} с выхода ПЧН сравнивается с задающим напряжением U_z и неизменным эталонным напряжением U_3 в сравнивающем элементе СЭ. На выходе СЭ получим напряжение, равное

$$\Delta U_y = \Delta U_3 - \Delta U_{oc}. \quad (6)$$

Уравнение УН запишем в виде

$$\Delta U_a = K_H \Delta U_y, \quad (7)$$

где K_H - коэффициент усиления по напряжению усилителя L_{10} (6Н2П).

Напряжение U_a усиливается усилителем мощности L_{11} (6П7С), анодной нагрузкой которого служит обмотка управления дросселя фазосдвигающего моста (рис.3). Тогда, обозначая ток обмотки управления этого дросселя через i_n , получим

$$(T_n p + 1) \Delta i_n = K_M \Delta U_a, \quad (8)$$

где $T_n = \frac{L_n}{R_a}$ - постоянная времени анодной цепи; R_a - ее ак-

тивное сопротивление; L_n -индуктивность обмотки управления АД; K_m -коэффициент усиления по мощности.

Параметры элементов, входящих в состав СУВ, - преобразователь однофазного напряжения в трехфазное, импульсообразующие устройства и др.- практически не влияют на выходные координаты фазосдвигающего моста (фазы напряжения). Поэтому уравнения всего сеточного устройства В характеризуется следующим уравнением фазосдвигающего моста

$$\Delta \alpha = \kappa_\alpha \Delta i_n, \quad (9)$$

где α -сдвиг фаз между входным и выходным напряжением фазосдвигающего моста - угол регулирования В.

Уравнение узла АИ-АД получим исходя из уравнения движения привода

$$M = M_c + \frac{GD^2}{375} K \frac{df_1}{dt} - \frac{GD^2}{375} \frac{dS_{adb}}{dt}, \quad (10)$$

где M -вращающий момент АД, M_c -приведены к валу АД момент сопротивления рабочего механизма.

Момент M определяется соотношением

$$M = \frac{U^2 B}{6,54 \pi f_1} = \varphi(U, f_1, C, S), \quad (11)$$

где U -питающее напряжение АД, которое в рассматриваемой системе определяется выражением³.

$$U = \frac{\pi U_0 Z_3 Z(s)}{\sqrt{6} K_T \gamma_3} = \varphi(U_0, f_1, C, S, i_0), \quad (12)$$

где B , Z_3 , $Z(s)$, γ_3 - параметры схемы замещения узла АИ-АД³, K_T - коэффициент трансформации инверторного трансформатора.

Линеаризуя уравнения (10) - (12) при $C = \text{const}$ и учитывая, что $S = \frac{S_{adb}}{K_f}$, получим передаточную функцию узла АИ-АД.

$$(\kappa_T p - \kappa_u) \Delta f_1 - \kappa_5 \Delta U_0 - \kappa_6 \Delta i_0 + \kappa_7 \Delta M_c = (T_3 p + 1) \Delta S_{adb}, \quad (13)$$

где $T_3 = \frac{GD^2}{375 K_3}$ - электромеханическая постоянная времени привода; K_3 , K_7 - коэффициент линеаризации⁴.

Общая передаточная функция замкнутой САР определяется совместно решением уравнений (2) - (9) и (13).

Экспериментальная проверка работоспособности разработанной системы производилась на преобразовательной установке, собранной на тиристорах типа УПК-50. В качестве регулируемого двигателя был использован АД мощностью 2,8 квт. Полученные резуль-

таты теоретического исследования дали хорошее совпадение с экспериментом.

Для иллюстрации приведем некоторые из полученных осциллограмм. На рис.6а показана динамика работы схемы защиты. Откуда видно, как в момент опрокидывания АИ возрастают анодный ток i_1 или i_2 вступающего в работу тиристора. Время нахождения отдельного тиристора под током короткого замыкания на уровне рабочего тока составляет 0,01 сек. На рис.6б—одна из осциллограмм наброса и сброса номинальной нагрузки при частоте управления равной 50 гц. Откуда видно, что качество переходного процесса системы удовлетворительно.

Литература

1. Хамудханов М.З., Камалов Т.С. Система электронной защиты тиристоров в схемах вентильных преобразователей, "Электротехника", 1966, № 5.
2. Хамудханов М.З., Усманов С.З., Усманходжаев Н.М., Хусанов М.А. Частотное регулирование скорости электроприводов переменного тока с автоматическим управлением от вентильных преобразователей, Изд-во "ФАН", Ташкент, 1966.
3. Хамудханов М.З. Частотное управление асинхронным электроприводом при помощи автономного инвертора, Изд-во АН УзССР, Ташкент, 1959г.
4. Хамудханов М.З., Муминов К., Усманов С.З. Способ подавления автоколебаний в системе частотно-управляемого вентильного асинхронного привода, ДАН УзССР, 1965, №5.

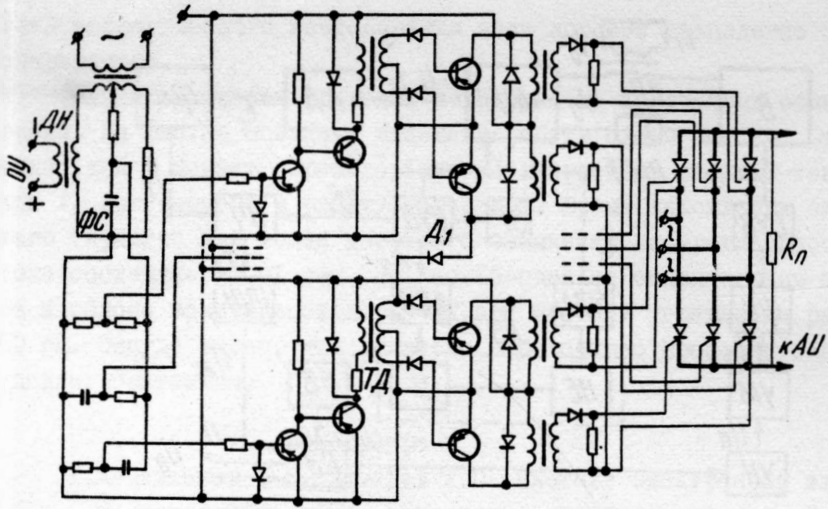


Рис.3 Принципиальная схема системы управления выпрямителя.

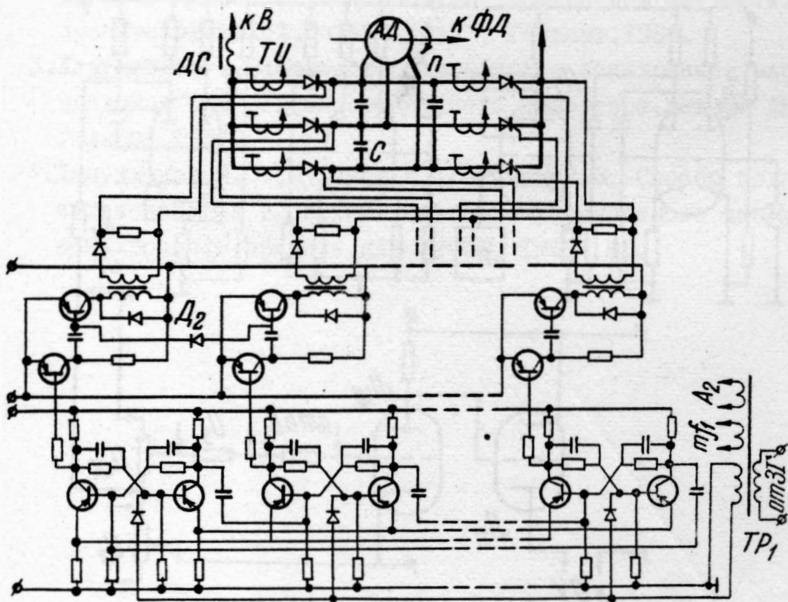


Рис.4 Принципиальная схема системы управления инвертора.

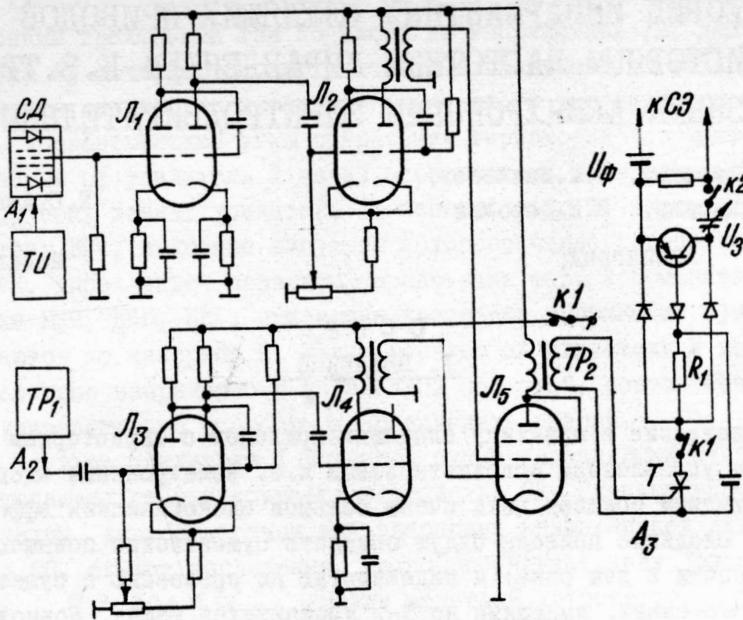


Рис.5 Принципиальная схема защиты тиристоров ТПЧ.

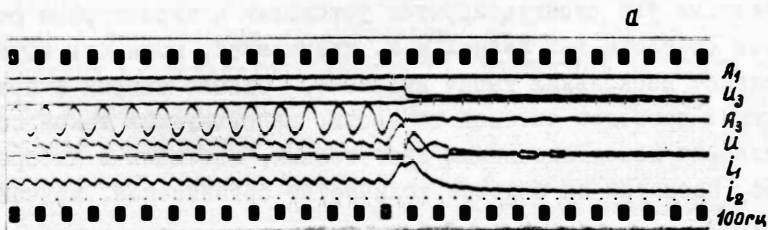


Рис.6а Осциллограмма динамики работы схемы защиты тиристоров.

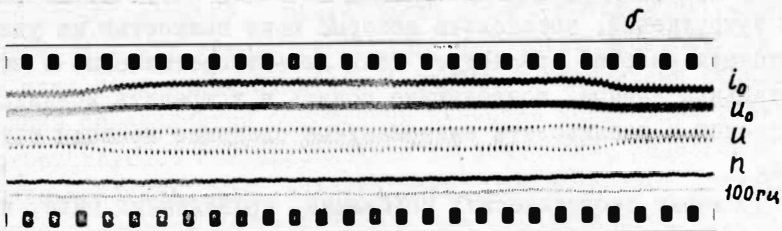


Рис.6б Осциллограмма наброса и сброса нагрузки.

К ТЕОРИИ ИНВАРИАНТНЫХ СЛЕДЯЩИХ ПРИВОДОВ С ТИРИСТОРНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ К.З. ТРЕХ- ФАЗНЫМИ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ

В.Н.Яворский, В.И.Макшанов,
Э.М.Алдонин, В.К.Дорохин

Е.С.Аватков

Ленинград

Москва

С С С Р

І. ВВЕДЕНИЕ

Внедрение в практику следящих приводов с тиристорным частотным управлением исполнительными к.з. асинхронными электродвигателями обещает дать очень большой экономический эффект. Такие следящие приводы будут обладать существенно повышенными кпд (почти в два раза) и надежностью по сравнению с существующими системами, имеющими до 3-х вращающихся машин. Возможности частотного управления к.з. асинхронными электродвигателями при использовании тиристорov не вызывают сомнений. По данному вопросу опубликовано много работ как у нас, так и за рубежом. В практике уже эксплуатируются установки с тиристорным регулированием скорости 3-х фазных к.з. двигателей, мощность которых достигает нескольких тысяч киловатт. Однако теория и практика следящих приводов высокой точности, использующих такой способ управления исполнительными двигателями, освещены в литературе слабо, несмотря на большое количество организаций, изучающих эту проблему.

При разработке таких следящих приводов встречается ряд больших затруднений, преодолеть которые пока полностью не удалось. Настоящая работа преследует цель дать теоретические и экспериментальные данные, позволяющие понять и устранить возникшие затруднения и реализовать инвариантные следящие приводы такого типа.

Проверка теоретических положений, приведенных ниже, производится нами на стенде с трехфазным асинхронным к.з. асинхронным двигателем мощностью 10 квт. Блок-схема следящего привода приведена на рис. 1. Исполнительный к.з. 3-х фазный асинхронный двигатель *Д*, питаемый от инвертора *И* напряжением перемен -

ной частоты, через редуктор Р приводит в движение объект О. Переменный трехфазный ток подается на выпрямитель УВ, далее на фильтр Φ_2 и через токовый датчик ТОД поступает на инвертор И. Величина напряжения выхода выпрямителя УВ регулируется блоком БУВ, вырабатывающим углы открывания тиристоров выпрямителя и питаемым от усилителя У через ограничитель силы тока БОТ.

По другому каналу усилитель У через фильтр Φ_1 питает генератор частоты ЭГЧ, выходные импульсы которого через реверсивные кольцо РК, управляющее порядком чередования фаз, вспомогательные блоки БВВ, БВГ, БВК, придающие импульсам напряжений нужные формы, подаются на инвертор И. Таким образом на двигатель Д подается переменное напряжение с переменной частотой, позволяющее плавно регулировать его скорость и производить реверс.

На вход усилителя У подается сумма управляющих напряжений, поступающих от суммирующего устройства СУ. Главным управляющим сигналом, вырабатываемым индукционными вращающимися датчиками СД и СО, служит напряжение, пропорциональное углу рассогласования $\theta = \alpha_d - \alpha_0$ между задающим устройством (α_d) и объектом (α_0).

Для обеспечения высоких показателей устойчивости служат напряжения, вырабатываемые тахогенератором ТО и дифференциатором $D_{\Phi 0}$ (обратные связи). Для обеспечения компенсации погрешностей, вызванной управляющим воздействием α_d , служат датчики инвариантных входов-тахогенератор ТД, вращаемый задающим устройством ЭД и дифференциатор $D_{\Phi d}$. Компенсация погрешности слежения, вызванная возмущающим моментом M_B , производится напряжениями, вырабатываемыми токовым датчиком ТОД, и дифференциатором $D_{\Phi m}$.

Рассматриваемая система имеет несколько нелинейных и импульсных блоков. Такой следящий привод является сложной импульсной нелинейной системой, практический расчет которой не разработан. Поэтому нами при выводе расчетного уравнения использованы названные нами "единичные нелинейные функции". Единичная нелинейная функция определяется отношением значений нелинейной величины к соответствующим линеаризованным ее значениям, задаваемым либо в виде графиков, либо аналитически. Они позволяют составлять расчетное уравнение действительное как для линеаризованного, так и нелинейного вариантов. Первоначально при этом рассчитывается линеаризованный вариант, которому обеспечиваются высокие показатели устойчивости (включая вещественные отрицательные корни характеристического уравнения) и большая точность слежения, а

затем проверяется нелинейный вариант с уже известными постоянными величинами выбранных устройств.

При отсутствии рекуперации энергии постоянные коэффициенты линеаризованного уравнения следящего привода существенно различны для области рабочих механических характеристик исполнительного электродвигателя и области его тормозных характеристик. Здесь рассмотрим более простой случай, когда имеет место рекуперация энергии, т.е. выпрямитель УВ построен на симметричных тиристорах.

2. ИСХОДНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Из рис. I вытекает следующее исходное уравнение:

$$U_{bx} = K_1 i_n \theta - (\tau_0'' \rho^6 + \dots + \tau_1'' \rho) \alpha_0 + (\tau_1' \rho^7 + \dots + \tau_7' \rho) \alpha_2 + (\tau_{sm} \rho^5 + \dots + \tau_{im} \rho + \tau_{om}) [M_0 + i_0^2 J_c (z_j - 1) \rho^2 \alpha_0], \quad (1)$$

где K_1 - крутизна характеристики выхода датчика СО, в в/рад,

i_n - передаточное число от датчика точного отсчета ТО до оси объекта,

$$\tau_i'' = \frac{U_i''}{\rho^i \alpha_0} \frac{\text{в.сек}^i}{\text{рад}}; \quad \tau_i' = \frac{U_i'}{\rho^i \alpha_2} \frac{\text{в.сек}^i}{\text{рад}}; \quad \tau_{im} = \frac{U_{im}}{\rho^i M_0} \frac{\text{в.сек}^i}{\text{кгм}}$$

- соответственно, крутизна характеристики выхода дифференциатора i - 20 порядка угла поворота α_0 объекта, α_2 задающего устройства и M_0 возмущающего момента.

U_i'' , U_i' , U_{im} - напряжения, вырабатываемые этими дифференциаторами в в.

Напряжение $i_0^2 J_c (z_j - 1) \rho^2 \alpha_0$ служит для компенсации влияния на динамику следящего привода переменной составляющей момента инерции объекта. Выражение, заключенное в квадратные скобки, вырабатывается датчиком, рассмотренным в работе [2].

z_j - единичная нелинейная функция, учитывающая изменения момента инерции объекта.

Суммарный сигнал U_{bx} подается на вход безынерционного усилителя У. Далее этот сигнал расчленяется на два канала.

Выходное напряжение усилителя $K_{y2} U_{bx}$ через блок БУВ управляет напряжением выхода выпрямителя при помощи изменения

угла открывания ψ тиристоров. График зависимости этого угла ψ от входного напряжения $K_{y2} U_{BX}$ приведен на рис. 2, кривая 1.

Эта зависимость нелинейна и форма нелинейности определяется особенностями схемы блока. Она подчиняется выражению

$$K_{y2} U_{BX} = K_{\delta} Z_{\delta} (1 + T_{\delta} p) (\pi - \psi), \quad (2)$$

где $K_{\delta} = \frac{K_{y2} U_{BX}}{\pi}$ постоянная,

$$Z_{\delta} = \frac{K_{y2} U_{BX}}{K_{\delta} (\pi - \psi)} - \text{единичная нелинейная функция,}$$

$$\psi_n = \pi.$$

На рис. 2 величина Z_{δ} показана кривой 3.

T_{δ} - постоянная времени этого блока.

Импульсы напряжения, соответствующие углу ψ , подаются на управляемый тиристорный выпрямитель УВ.

Зависимость действующего напряжения выхода выпрямителя U_B от угла ψ показана на рис. 3, кривая 1.

Линеаризованная кривая представлена прямой линией 2. Если обозначить через

$$K_B = \frac{\pi - \psi_0}{U_{BH}} \quad \text{и} \quad Z_B = \frac{1}{U_B} \left(U_{BH} - \frac{\psi - \psi_0}{K_B} \right),$$

$$\text{то} \quad \psi = \psi_0 + K_B (U_{BH} - Z_B U_B), \quad (3)$$

где U_B и U_{BH} - текущее и номинальное значения действующего напряжения на выходе усилителя,

Z_B - единичная нелинейная функция (кривая 3 рис. 3), имеющая максимальное приращение ΔZ_{BM} .

При условии, что $\pi - \psi_0 = K_B U_{BH}$, из выражений (2) и (3) получим:

$$K_{y2} U_{BX} = K_{\delta} Z_{\delta} K_B Z_B (1 + T_{\delta} p) U_B. \quad (4)$$

Напряжение U_B подается на Т-образный фильтр Φ_2 . Связь между входным U_B и выходным U_{φ} напряжениями, если пренебречь влиянием противоэлектродвижущей силы, создаваемой на инверторе, будет определяться уравнением:

$$U_B = K_{\varphi 2} (p^2 + A_{12} p + A_{02}) U_{\varphi} = K_{\varphi 2} (p - \lambda_2)(p - \lambda_3) U_{\varphi}, \quad (5)$$

где λ_2 и λ_3 — корни характеристического уравнения, соответствующего выражению (5).

Коэффициенты A_{12} , A_{02} определяются по корням характеристического уравнения λ_2 и λ_3 , относящегося к выражению (5), в соответствии с зависимостями Виета.

Напряжение U_ϕ , снимаемое с фильтра, подается на тиристоры инвертора и далее на двигатель. Из выражений (4) и (5) получим

$$K_{y2} U_{\phi x} = K_{\phi 2} K_{\delta} Z_{\delta} K_B Z_B (1 + T_{\delta} p) (p^2 + A_{12} p + A_{02}) U_\phi. \quad (6)$$

Напряжение U_ϕ подается на инвертор И.

По другому каналу, вырабатывающему переменную частоту, напряжение усилителя $K_{y1} U_{\phi x}$ подается на фильтр Φ_1 . Он, в основном, предназначен для синхронизации в динамике частоты f_1 и напряжения U_ϕ , подаваемых на инвертор. Поэтому постоянные этого фильтра выбираются по возможности равными постоянным фильтра Φ_2 .

Дифференциальное уравнение фильтра Φ_1 будет иметь вид:

$$K_{y1} U_{\phi x} = K_{\phi 1} (p^2 + A_{11} p + A_{01}) U_{\phi 1} = K_{\phi 1} (1 + T_{\phi 1} p) (1 + T_{\phi 2} p) U_{\phi 1}, \quad (7)$$

где $U_{\phi 1}$ — напряжение выхода этого фильтра, $K_{\phi 1} = K_{\phi 2}$.

Такое уравнение реализуется Г-образным фильтром, построенным на индуктивности L_ϕ и емкости C_ϕ , где $T_{\phi 1}, T_{\phi 2}$ — постоянные времени этого фильтра.

Напряжение $U_{\phi 1}$ подается на задающий генератор частоты ЗГЧ. Зависимость частоты f_1 от этого напряжения может быть выражена уравнением:

$$U_{\phi 1} = K_F Z_F (1 + T_F p) f_1, \quad (8)$$

где $K_F = U_{\phi 1n} / f_{1n}$ — постоянная,

$Z_F = U_{\phi 1} / K_F f_1$ — единичная нелинейная функция.

Полагаем, что блоки БР, РК, БВГ, БВВ, БВК и ГИ не вносят динамических искажений в зависимость (8), а только распределяет сигналы требуемой частоты по фазам, придает импульсам, открывающим тиристоры инвертора, нужную форму, обеспечивающую безотказное их открывание. В итоге на обмотки асинхронного электродвигателя будет подано напряжение переменного тока регулируемой частоты, но синусоидальная форма кривых напряжений

будет иметь общеизвестную прямоугольную аппроксимацию.

Для трехфазного асинхронного к.з. двигателя между числом оборотов в минуту n и моментом на его валу в статике существует зависимость:

$$n = n_c - \frac{K_M Z_M M_d}{Z_\delta^2 Z_\gamma^2 Z_\beta^2}, \quad (9)$$

где n_c — синхронное число оборотов в минуту,

$K_M = \frac{n_c - n_M}{M_{dM}}$ — постоянная, определяющая соотношение между моментом и числом оборотов в минуту,

$Z_M = \frac{n_c - n}{K_M M_d}$ — единичная нелинейная функция.

$Z_\gamma = \frac{u_d}{u_{dл}}$ — единичная нелинейная функция, определяющая отклонение действительного от линеаризованного напряжений на двигателе,

u_d и $u_{dл}$ — действительное и линеаризованное напряжения.

При частотном регулировании скорости такого электродвигателя с уменьшением частоты необходимо уменьшать и напряжение, подаваемое на его статорные обмотки. Впервые соотношение между напряжением и частотой было предложено академиком М.П.Костенко. Однако оно не обеспечивает постоянства наклона механической характеристики двигателя и независимости максимального момента от частоты. Требуемым условиям лучше удовлетворяет соотношение между этими величинами, определяемое зависимостью (2-68) [1]. Это соотношение используем для семейства устойчивых механических характеристик исполнительного двигателя, показанных на рис. 4. Также приведено изменение единичной нелинейной функции Z_M .

Если зависимость (2-68) [1] ограничить предельными колебаниями абсолютного скольжения $\beta=0$ и $\beta=\alpha$, где α — относительная частота подаваемого к двигателю напряжения, то область изменений относительного напряжения γ , подаваемого к двигателю, будет ограничена кривыми, приведенными на рис. 5. Линеаризуем ее прямой I. Тогда относительное линеаризованное напряжение, поданное на двигатель, будет подчиняться уравнению:

$$\gamma_\lambda = \gamma_0 + K_\gamma Z_\gamma \alpha, \quad (10)$$

а единичная нелинейная функция, определяющая отклонение нелинейного напряжения соответствующим линеаризованным значениям будет равна:

$$Z_\gamma = \gamma_\lambda / \gamma_0 \quad (11)$$

где γ_λ из (2.28) [1] должно быть равно:

$$\gamma_n = \sqrt{\frac{2\gamma_1 \frac{z_2'}{\beta} \alpha + (\theta^2 + c^2 \alpha^2) + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{z_2'^2}{\beta^2}}{2\gamma_1 \frac{z_2'}{\beta} + (\theta^2 + c^2) + (d^2 + e^2) \frac{z_2'^2}{\beta^2}}} \quad (12)$$

Обозначение всех величин, входящих в выражение (12), дано в работе [1].

Выражение (9) справедливо для статических условий работы электродвигателя. В динамике эта зависимость будет изменена влиянием электромагнитных процессов в статоре и роторе двигателя. Приблизительно учтем это влияние двумя постоянными времени двигателя T_{d1} и T_{d2} . Тогда выражение (9) будет иметь вид:

$$n \approx \frac{1}{K_f} f_1 - \frac{K_m \bar{Z}_m K_i}{Z_s^2 Z_r^2 Z_B^2} (\rho^2 + A_{1d} \rho + A_{0d}) M_d, \quad (13)$$

где $K_f = f_{1n}/n_{сн}$ — постоянная,

f_{1n} и $n_{сн}$ — номинальная частота и число оборотов в минуту,

$$A_{1d} = \frac{1}{T_{1d}} + \frac{1}{T_{2d}}, \quad A_{0d} = \frac{1}{T_{1d} T_{2d}}, \quad K = \frac{1}{A_{0d}}.$$

Момент, развиваемый объектом и приложенный к валу двигателя, при пренебрежении влиянием к.п.д. привода, будет равен:

$$M_d = \frac{M_B}{l_0} + l_0 \gamma \rho^2 \alpha_0. \quad (14)$$

Здесь $M_B = \pm M_{ср.д} \cdot l_0 + M'_B$ в кгм, итоговый возмущающий момент, приложенный к объекту и приведенный к валу электродвигателя,

$$M_{ср.д} = \pm M_{xx} \pm \frac{M_{ср}}{l_0} - \text{момент статических сопротивлений,}$$

включая момент холостого хода

двигателя M_{xx} , приведенный к валу двигателя,

M'_B — собственно возмущающий момент, включающий момент неуравновешенности, в кгм.

l_0 — передаточное число от двигателя до объекта,

$J = J_d + \frac{J_0}{l_0^2}$ — момент инерции вращающихся элементов привода, приведенный к валу двигателя, в кгм.сек².

Если момент инерции J_0 переменен, то мы будем записывать его в виде

$$J = J_d + \frac{J_0}{l_0^2} = Z_j \cdot J_c, \quad (15)$$

где $Z_j = \frac{J}{J_c}$ — единичная нелинейная функция, определяющая отклонение величины J от постоянного значения J_c .

3. НЕЛИНЕЙНОЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ

Решая совместно уравнения (1) - (8), (10), (13) - (15), получим выражение:

$$(Z_0 \rho^7 + A_6 \rho^6 + \dots + A_1 \rho + A_0) \theta(t) = \\ = (B_7 \rho^7 + \dots + B_1 \rho) \omega_\partial(t) + (G_5 \rho^5 + \dots + G_1 \rho + G_0) M_\partial + B_0,$$

$$\text{где} \quad A_i = a_i + \sigma \tau_i'', \quad i = 1, 2 \dots 6,$$

$$B_i = A_i - \sigma \tau_i', \quad i = 1, 2 \dots 7,$$

$$B_0 = \frac{\pm M_{\text{ср}\partial}}{i_0 J_c T_F T_{\varphi 1} T_{\varphi 2} T_{\partial 1} T_{\partial 2}},$$

$$G_i = g_i - \sigma \tau_{iM}, \quad i = 0, 1 \dots 5,$$

$$A_0 = \frac{K_{y1} l_n K_1}{I_0} \text{ 1/сек}^2, \quad \sigma = \frac{K_{y1}}{I_0},$$

$$I_0 = K_f K_F K_M i_0 J_c T_{\partial 1} T_{\partial 2} T_F T_{\varphi 1} T_{\varphi 2} \cdot \frac{\tau_{\varphi 1} + \tau_{\varphi 2}}{\tau_n} \text{ в.сек}^2,$$

$$a_6 = Z_0 \left(\frac{1}{T_F} + \frac{1}{T_{\varphi 1}} + \frac{1}{T_{\varphi 2}} + \frac{1}{T_{\partial 1}} + \frac{1}{T_{\partial 2}} \right) \text{ 1/сек},$$

$$a_5 = Z_0 \left[\frac{1}{T_{\varphi 1} T_{\varphi 2}} + \left(\frac{1}{T_{\varphi 1}} + \frac{1}{T_{\varphi 2}} \right) \left(\frac{1}{T_F} + \frac{1}{T_{\partial 1}} + \frac{1}{T_{\partial 2}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{T_{\partial 1} T_{\partial 2}} + \frac{1}{T_F} \left(\frac{1}{T_{\partial 1}} + \frac{1}{T_{\partial 2}} \right) \right] \text{ 1/сек}^2,$$

$$Q_4 = Z_0 \left[\frac{1}{T_F} \left(\frac{1}{T_{\varphi_1} T_{\varphi_2}} + \frac{1}{T_{\partial_1} T_{\partial_2}} \right) + \left(\frac{1}{T_{\varphi_1}} + \frac{1}{T_{\varphi_2}} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{1}{T_F T_{\partial_1}} + \frac{1}{T_F T_{\partial_2}} + \frac{1}{T_{\partial_1} T_{\partial_2}} \right) + \frac{1}{T_{\varphi_1} T_{\varphi_2}} \left(\frac{1}{T_{\partial_1}} + \frac{1}{T_{\partial_2}} \right) \right] + \frac{Z_F}{T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_M} \frac{1}{\text{сек}^3},$$

$$Q_3 = Z_0 \left[\frac{1}{T_F T_{\varphi_1} T_{\varphi_2}} \left(\frac{1}{T_{\partial_1}} + \frac{1}{T_{\partial_2}} \right) + \frac{1}{T_F T_{\partial_1} T_{\partial_2}} \left(\frac{1}{T_{\varphi_1}} + \frac{1}{T_{\varphi_2}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{T_{\varphi_1} T_{\varphi_2} T_{\partial_1} T_{\partial_2}} \right] + \frac{Z_F}{T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_M} \left(\frac{1}{T_F} + \frac{1}{T_{\varphi_1}} + \frac{1}{T_{\varphi_2}} \right) \frac{1}{\text{сек}^4},$$

$$Q_2 = \frac{Z_0}{T_F T_{\varphi_1} T_{\varphi_2} T_{\partial_1} T_{\partial_2}} + \frac{Z_F}{T_M T_{\partial_1} T_{\partial_2}} \left[\frac{1}{T_{\varphi_1} T_{\varphi_2}} + \frac{1}{T_F} \left(\frac{1}{T_{\varphi_1}} + \frac{1}{T_{\varphi_2}} \right) \right] \frac{1}{\text{сек}^5},$$

$$Q_1 = \frac{Z_F}{T_F T_{\varphi_1} T_{\varphi_2} T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_M} \frac{1}{\text{сек}^6},$$

$$g_5 = \frac{Z_0}{i_0^2 J_c} \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^2}, \quad g_4 = \frac{g_5 Q_6}{Z_0} \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^3},$$

$$g_3 = \frac{g_5 Q_5}{Z_0} \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^4}, \quad g_2 = \frac{g_5}{Z_0} \left(Q_4 - \frac{Z_F}{T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_M} \right) \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^5},$$

$$g_1 = \frac{g_5}{Z_0} \left[Q_3 - \frac{Z_F}{T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_M} \left(\frac{1}{T_F} + \frac{1}{T_{\varphi_1}} + \frac{1}{T_{\varphi_2}} \right) \right] \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^6},$$

$$g_0 = \frac{g_5}{T_{\partial_1} T_{\partial_2} T_{\varphi_1} T_{\varphi_2} T_F} \frac{1}{\text{кГМ} \cdot \text{сек}^7},$$

$$Z_0 = \frac{Z_M Z_F}{Z_\delta^2 Z_\gamma^2 Z_B^2}, \quad T_M = \frac{\pi K_M J_c}{30} \text{ сек}.$$

4. ВЫДЕРЖКИ ИЗ РАСЧЕТОВ

Расчет относится к действующему макету следящего привода с исполнительным электродвигателем мощностью 10 квт, 1350 об/мин. Скорость объекта может достигать значений $\pm 60^\circ/\text{сек}$ и ускорение $\pm 40^\circ/\text{сек}^2$, момент инерции объекта имеет величину $J_o = 2740 \pm 1300 \text{ кгм.сек}^2$. Погрешности слежения менее: статическая $1 \cdot 10^{-3}$ и динамическая $3 \cdot 10^{-3}$ рад. Предельные значения нелинейностей:

$$Z_y = \begin{cases} 1,622 \\ 0,6 \end{cases}, \quad Z_m = \begin{cases} 1 \\ 0,85 \end{cases}, \quad Z_o = \begin{cases} 2,72 \\ 0,41 \end{cases}, \quad Z_r = 1.$$

Для обеспечения высоких показателей устойчивости использован метод типовых уравнений, изложенный в работе [3]. Выбрано линеаризованное уравнение с вещественными отрицательными корнями характеристического уравнения. Коэффициент усиления усилителя оказался равным $K_{yI} = 462$. В линеаризованном варианте перерегулирование равно нулю и длительность переходного процесса составляет 0,14 сек. Дифференциальное уравнение нелинейного варианта имеет вид:

$$\begin{aligned} & [Z_o \rho^5 + 474,6 Z_o \rho^4 + (5,537 \cdot 10^4 Z_o + 1,087 \cdot 10^4) \rho^3 + \\ & + (1,65 \cdot 10^5 Z_o + 6,555 \cdot 10^6) \rho^2 + 2,51 \cdot 10^8 \rho + 3,46 \cdot 10^9] \theta(t) = \\ & = [Z_o \rho^5 + 474,6 Z_o \rho^4 + (5,537 \cdot 10^4 Z_o + 1,087 \cdot 10^4) \rho^3] \omega_o(t) + \\ & + Z_o (3,28 \cdot 10^{-4} \rho^3 + 0,156 \rho^2 + 18,2 \rho + 51,6) M_o \pm 1,16 \cdot 10^4. \end{aligned} \quad (17)$$

При $Z_o = 1$ получается линеаризованный вариант этого уравнения. Проверка на вычислительной машине переходного процесса нелинейного варианта показала, что отклонение кривой от соответствующей кривой линеаризованного варианта составляет единицы процентов, и погрешности слежения не выходят за заданные пределы.

5. ВЫВОДЫ

1. Рассмотренный здесь следящий привод с частотным управлением к.з. трехфазным асинхронным двигателем имеет исключительно важное значение для народного хозяйства и заслуживает форсированного внедрения его в промышленность.

2. Рассмотренный следящий привод является импульсной нелинейной системой и предлагаемый нами способ составления уравнения с "единичной нелинейной функцией" позволяет составлять дифференциальное уравнение нелинейного варианта, которое очень легко переводится в линеаризованное.

3. При использовании токового датчика напряжения, пропорционального возмущающему моменту, одновременно компенсируется влияние переменной составляющей момента инерции объекта на динамику следящего привода.

4. Рассмотренные нелинейности влияют только на естественные составляющие a_i и g_i коэффициентов A_i и G_i и не влияют на дифференциальные составляющие этих коэффициентов. Если в линеаризованном варианте выбрать высокую устойчивость и большой коэффициент усиления, то, как правило, такие системы в нелинейном варианте будут заведомо устойчивы.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.С.Сандлер, Р.С.Сарбатов. Частотное управление асинхронными двигателями. Из-во "Энергия", 1966.
2. В.Н.Яворский, А.А.Хоменко. Датчики сигнала, пропорционального возмущающему моменту. Сборник трудов ЛМИ. Техническая кибернетика, № 41, 1964.
3. В.Н.Яворский, А.А.Бессонов, А.И.Коротаев, А.М.Потапов. Проектирование инвариантных следящих приводов. Из-во Высшая школа, 1963.

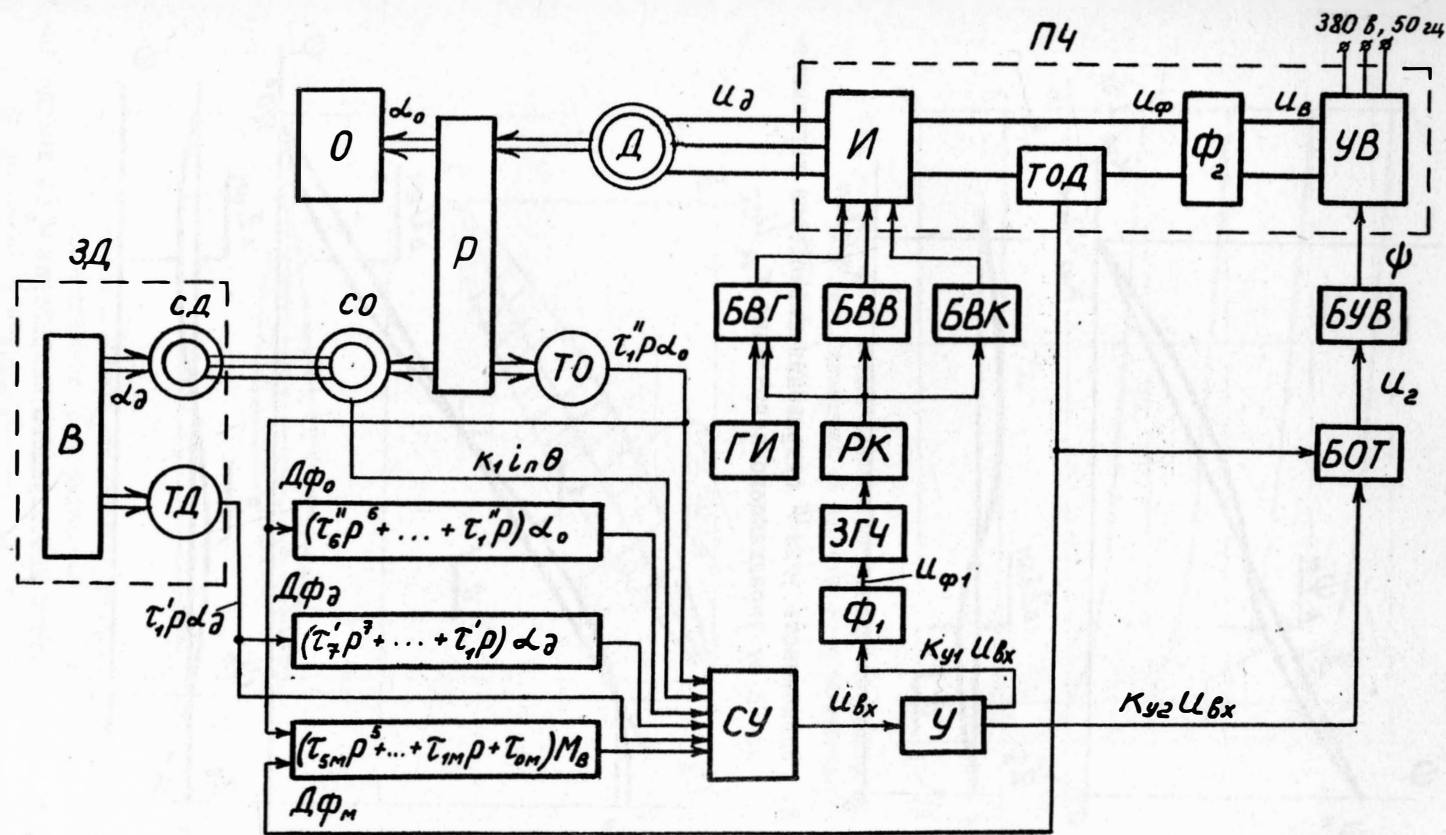


РИС. 1. Блок-схема следящего привода.

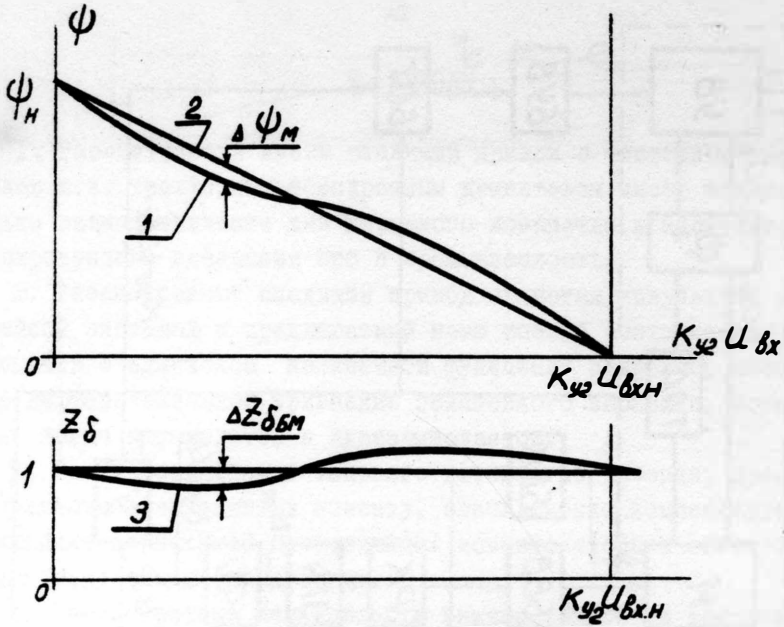


РИС. 2. Зависимость угла ψ открывания тиристоры выпрямителя УВ от управляющего напряжения $K_{y2} U_{BX}$.

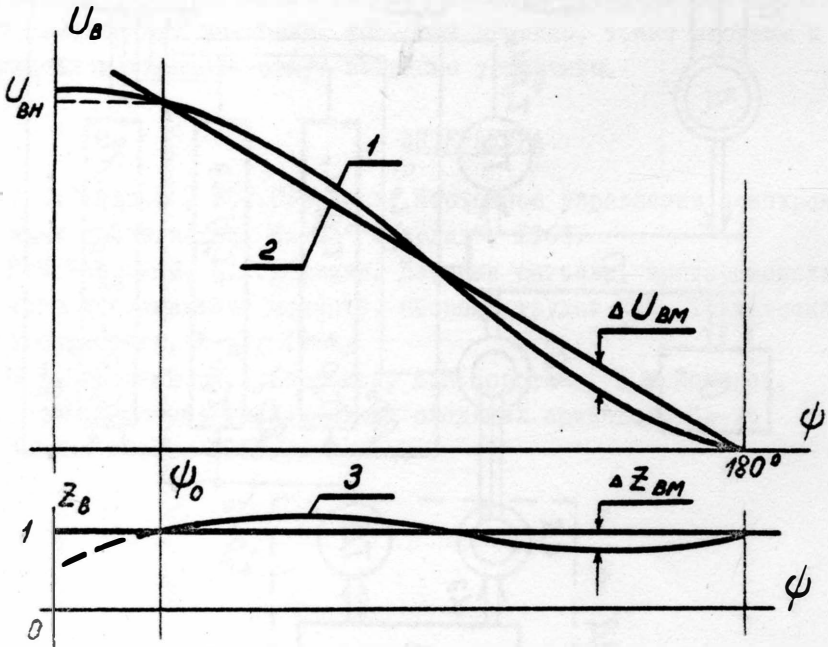


РИС. 3. Зависимость действующего напряжения U_B на выходе выпрямителя УВ от угла открывания тиристоры ψ .

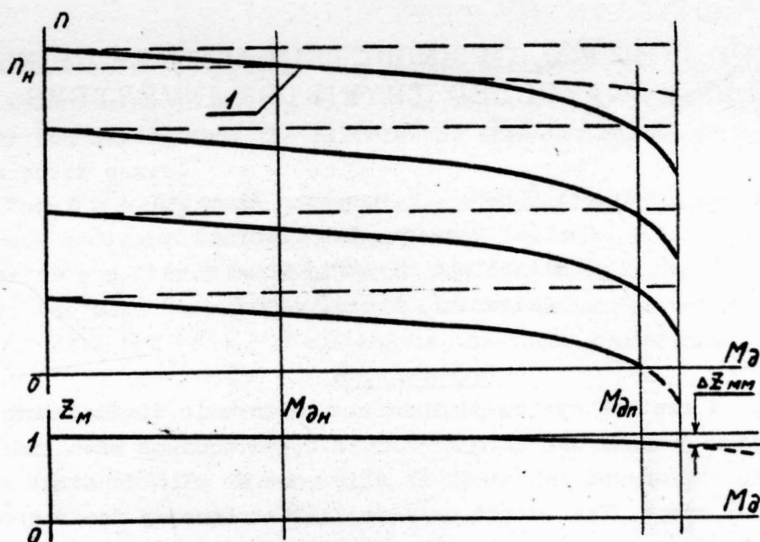


РИС. 4. Семейство механических характеристик асинхронного двигателя, зависящих от частоты f_1 и нагрузочного момента M_d .

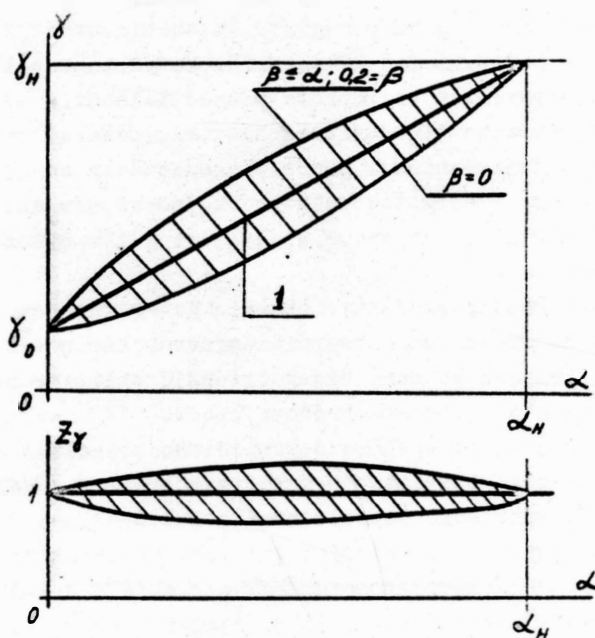


РИС. 5. Границы семейства необходимого изменения относительного напряжения γ , подаваемого на двигатель, от относительной частоты α , при разных абсолютных скольжениях.

SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTORS USING SELF-CONTROLLED THYRISTOR INVERTERS

Eiichi Ohno Masahiko Akamatsu
Central Research Laboratories
Mitsubishi Electric Corp.
Amagasaki, Hyogo, Japan

Introduction

Speed control system of induction motors is divided into two major groups; one is synchronous speed control with limited slip region and the other is slip control with constant synchronous speed. The former uses variable frequency inverter³ or pole changing method, while the latter utilizes secondary resistance or secondary voltage control.

In the secondary resistance control, the electric energy proportional to slip becomes loss and make the system inefficient especially in high slip region. In static scherbius system the secondary power is fed back to the power source through rectifier and inverter to improve the efficiency.

In ordinary scherbius system, however, power flow in the converter is unidirectional where the secondary energy of the induction motor is only fed back to the power source, so that the speed control region stays always below the synchronous speed.

Using self-controlled thyristor inverter instead of silicon rectifier in the ordinary scherbius system, the power flow in induction motor can be made bidirectional realizing higher speed driving above the synchronous speed.

In the following, authors describe the principle and the characteristics of this static super synchronous scherbius system (SSSS) with some experimental results.

Principle of SSSS

a) Basic connection

Compared to the ordinary scherbius system shown in fig.1, SSSS has self-controlled inverter(conv.2) and externally ex-

cited inverter (conv.1) in the secondary circuit of the induction motor as shown in fig.2. Firing angle of conv.2 is controlled by the signal from the distributor which is connected to the main motor shaft.

When $0 \leq \beta \leq \pi/2$, conv.2 acts as rectifier, and the system becomes ordinary scherbius. When $\pi/2 < \beta \leq \pi$, conv.2 becomes inverter and conv.1 becomes rectifier ($0 \leq \alpha < \pi/2$). In the latter case, the secondary power is added to the induction motor through conv.1 and conv.2 resulting in the super synchronous driving.

b) Power flow in an induction machine

Now, the basic power flow in an induction motor under secondary excitation is shown in fig.3, where the fundamental equations are established as follows;

$$P_w = P_e + P_m \text{ -----(1)}$$

$$P_e = s P_w \text{ -----(2)}$$

$$P_m = (1 - s) P_w \text{ -----(3)}$$

where P_w is total input power in the secondary circuit

P_e is electric power in the secondary circuit

P_m is mechanical output of the machine

s is slip of the rotor

Considering the primary copper loss P_{cu1} , the secondary copper loss P_{cu2} and the iron loss P_{fe} , the primary input P_1 and the secondary electrical output P_2 are expressed as follows;

$$P_1 = P_w + P_{cu1} + P_{fe} \text{ -----(4)}$$

$$P_2 = P_e - P_{cu2} \text{ -----(5)}$$

There are six operating modes in an induction motor as shown in table 1. Mode A, B and C are motoring modes where P_m stays positive. Mode D, E and F are braking modes where P_m becomes negative.

In the ordinary scherbius system, P_2 can not be negative, and only three modes A, E and F are obtained. In the SSSS, P_2 can be both positive and negative, and all six modes may be realized. It is noted that not only the super synchronous driving (mode B), but also the regenerative braking (mode D) and the inverted phase driving¹ (mode C) are possible in the new system.

To achieve the operation of the new mode B, C or D where

P_2 is negative, conv.2 should be self-controlled type inverter and the swichting of the thyristors in conv.2 is controlled in accordance with the secondary induced voltage of the motor. In our system, high frequency modulated type distributor is adopted to detect the phase relationship of the secondary voltage and give the gating signal to the thyristors.

Characteristics of SSSS

a) Current-slip characteristics

The equivalent circuit of conv.1 and conv.2 is shown in fig.4 where the average output voltage V_{d1} of conv.1 is expressed as

$$V_{d1} = 2.34 a_t V_{10} \cos \alpha - 0.955 X_3 I_d - 2 R_3 I_3 \quad \text{-----(6)}$$

where a_t is winding ratio of the transformer

X_3, R_3 are ac source impedance of conv.1

Referring to the conv.2, the average dc voltage V_{d2} is obtained in the same way as

$$V_{d2} = 2.34 V_{20} \cos \beta - 0.955 X_2 I_d - 2 R_2 I_d \quad \text{------(7)}$$

where X_2, R_2 are secondary impedance of the motor

Here X_2 and V_{20} are proportional to slip s ,

$$X_2 = |s| X_{20}, \quad V_{20} = |s| a_m V_{10} \quad \text{------(8)}$$

where a_m is winding ratio of the induction motor

Neglecting the resistance of dc reactor L_d , we can get

$$V_{d1} = - V_{d2} \quad \text{------(9)}$$

From equation (6) - (9), slip s is expressed as

$$|s| = - (a_t \cos \alpha - \xi x) / (a_m \cos \beta - \eta x) \quad \text{------(10)}$$

$$\left. \begin{aligned} \xi &= (0.955 X_3 + 2 R_2 + 2 R_3) I_{d0} / 2.34 V_{10} \\ \eta &= 0.955 X_{20} I_{d0} / 2.34 V_{10} \\ x &= I_d / I_{d0}, I_{d0} \text{ is the rated value of } I_d \end{aligned} \right\} \quad \text{(11)}$$

An example of the current-slip characteristics obtained from eq.(10) is shown in fig.5, where $\beta = 0$ or π to get most efficient control as described following.

b) Torque

From equation (7), the secondary power P_2 is expressed as

$$P_2 = V_{d2} \cdot I_d = (3\sqrt{6}/\pi) |s| a_m V_{10} I_d^2 \cos \beta - |s| (3/\pi) X_{20} I_d^2 - 2 R_2 I_d^2 \quad \text{------(12)}$$

Therefore, motor torque (synchronous watt) T is expressed as

$$T = (P_2 - P_{cu2}) / |s| = (3\sqrt{6}/\pi) a_m V_{10} I_d \cos \beta - (3/\pi) x_{20} I_d^2 \quad \text{---(13)}$$

From equation (13), we can see that the most efficient control of torque will be obtained when β is set at 0 in motoring mode or at π in braking mode.

c) Power factor (reactive power)

When $\beta = 0$ or π , the reactive power Q of the system is

$$Q = 3 V_{10} I_q = (3\sqrt{6}/\pi) V_{10} I_d a_t \sin \alpha = x Q_0 \sin \alpha \quad \text{---(14)}$$

From equation (14) and (10), equation (15) will be obtained putting $\beta = 0$ or π , and neglecting ξx and ηx comparing to a_m and a_t .

$$(a_m s / a_t)^2 + (Q / x Q_0)^2 = 1 \quad \text{---(15)}$$

The mechanical power P_m at $\beta = 0$ or π is expressed as

$$P_m = P_e (1 - s) / |s| = (1 - s) x Q_0 a_m / a_t \quad \text{---(16)}$$

The curves of P_m and Q vs. slip are shown in fig.6. From the figure, it is clear that $Q_{\max} = P_m / 2$ in SSSS system, whereas $Q_{\max} = P_m$ in the ordinary scherbius system.

Converter Characteristics with Forced Commutation

Forced commutation circuit should be used to secure the stable operation when voltage and frequency are varied in wide range as motor speed changes.

Fig.7 shows an example of such thyristor converter circuit with forced commutation. Reversible converter developed for thyristor commutatorless motor² is also usable.

Fig.8 and fig.9 show the mode transitions and waveforms under the commutating interval from phase R to phase S. The voltage dip due to the commutation is the hatched portion in fig.9(h) A-B-C-D-E-F-A. This area is nearly equal to the rectangular A-B-E-G ($e_R \cdot t_{BE}$) in the figure.

Assuming the simplified waveform of V_{d2} in longer time scale as fig.10 from the above consideration, the average voltage V_d is expressed as

$$V_d = (3\sqrt{6}/\pi) V_{20} \int_{-(\pi/2 - \theta)}^{\pi/2 - \theta} \cos \theta \, d\theta = (3\sqrt{6}/\pi) a_m |s| V_{10} (1 - \sqrt{3}\theta) \quad (17)$$

From fig.9, the equivalent commutation interval θ (t_{BE}) is

$$\theta = \pi t_{BE} / T = \pi s f_1 \left\{ C V_{CO} / (I_d + I_A) + 5\pi \sqrt{LC} / 6 \right\} \quad (18)$$

Putting equation (18) into equation (17),

$$|s| = V_d / \left[3\sqrt{6} / \pi a_m V_{10} - \sqrt{3} \pi f_1 \left\{ 5\pi \sqrt{LC} / 6 + C V_{CO} / (I_d + I_A) \right\} V_d \right] \quad (19)$$

Example of the solution of equation (19) is shown in FIG.11 where the speed regulation becomes poorer in light load region. This effect of forced commutation is observed in mode B, C and D in table 1.

Table 1 Operating modes of an induction motor with secondary excitation

mode	s	P_m	P_1	P_2	
A	$1 > s > 0$	Pos.	Pos.	Pos.	conventional driving
B	$s < 0$	Pos.	Pos.	Neg.	super-synchronous driving
C	$s > 1$	Pos.	Neg.	Neg.	inverted-phase driving
D	$1 > s > 0$	Neg.	Neg.	Neg.	regenerative braking
E	$s < 0$	Neg.	Neg.	Pos.	induction generating
F	$s > 1$	Neg.	Pos.	Pos.	plugging

Control Circuit

The firing angle α of conv.1 is controlled as usual way by GATE 1 circuit in fig.12, while the firing angle β of conv.2 has to be controlled according to the secondary induced voltage.

To detect the secondary voltage even when the slip is zero, the high frequency modulation type detector is adopted as shown in fig.12. The rotary modulator RM of which construction is the same as wound-rotor induction motor is used. The primary winding is excited by 3 phase 60 Hz voltage which is modulated with high frequency of 10 kHz. The secondary induced voltage of RM is demodulated to get the fundamental component which is

applied to the LOGIC circuit to produce firing angle .

Speed control of the induction motor is achieved by firing angle adjustment of conv.l. To get the accurate control, the firing angle α is controlled by the difference of the output voltage of tachometer generator TG from the speed reference signal as shown in the figure making the feedback control loop.

Experimental Result

The experiment was conducted using the wound-rotor type induction motor of the following constants;

primary 3-ph, 220v, 60Hz, 6p; $r_1=0.472$, $x_1=1.42 \Omega$

secondary 3-ph, 123v, 6p; $r_2=0.26$, $x_2=0.465 \Omega$

$a_m = 0.56$, $a_t = 0.672$, $a_t / a_m = 1.2$

From these constants, the maximum speed of 2640 rpm that is $n_s (1 + a_t/a_m)$ and the minimum speed of -240 rpm that is $n_s (1 - a_t/a_m)$ are to be realized in the static super synchronous system.

Fig.13 shows the torque-speed characteristics obtained from the experiment, and fig.14 shows the oscillograms of waveforms. These results proved the stable operation in wide speed region both above and below the synchronous speed as expected from the analysis.

Conclusions

The secondary excitation of an induction motor with self-controlled thyristor inverter is proved excellent characteristics both theoretically and experimentally. The super synchronous drive and regenerative braking which are impossible in ordinary scherbius system are realized in this new system, enlarging the application field of induction motors.

References

- 1 M.S.Erlicki, "Inverter Rotor Drive of an Induction Motor"
IEEE Vol.PAS-84, No.11, Nov.1965, pp.1011-16
- 2 E.Ohno,T.Kishimoto,M.Akamatsu, "The Thyristor Commutatorless Motor" IEEE Vol.MAG-3, No.3, Sept.1967, pp.236-40
- 3 E.Ohno,M.Akamatsu, "Variable Frequency SCR Inverter with an Auxiliary Commutation Circuit"
IEEE Vol.MAG-2, No.1, Mar.1966, pp.25-30

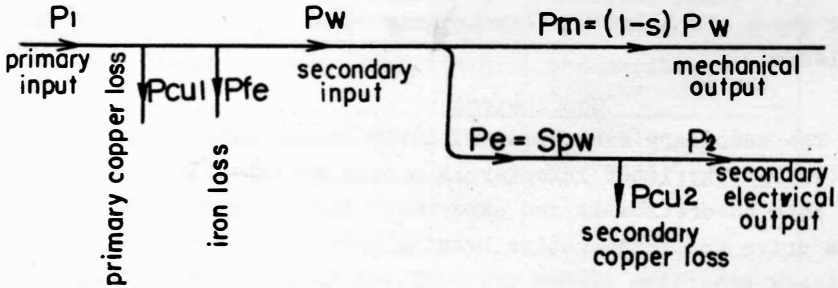
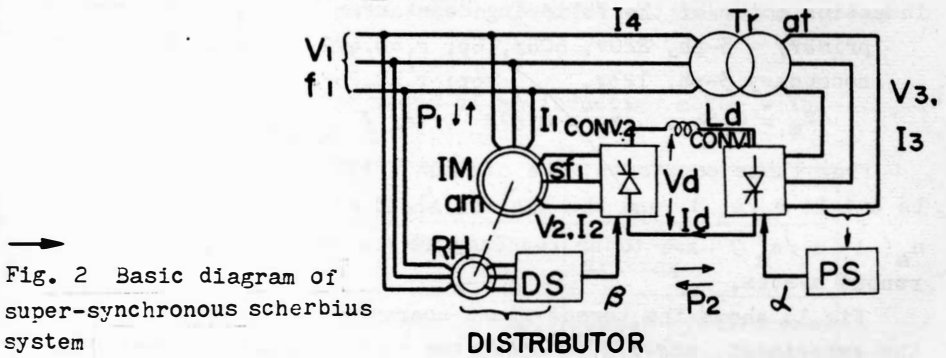
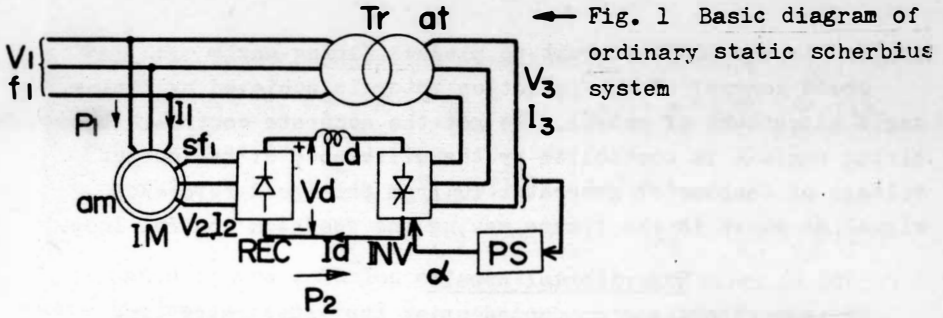


Fig. 3 Power flow diagram of an induction motor with secondary excitation

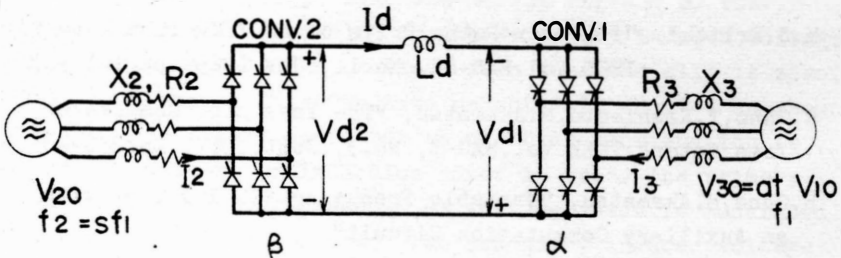


Fig. 4 Equivalent circuit of the thyristor converter

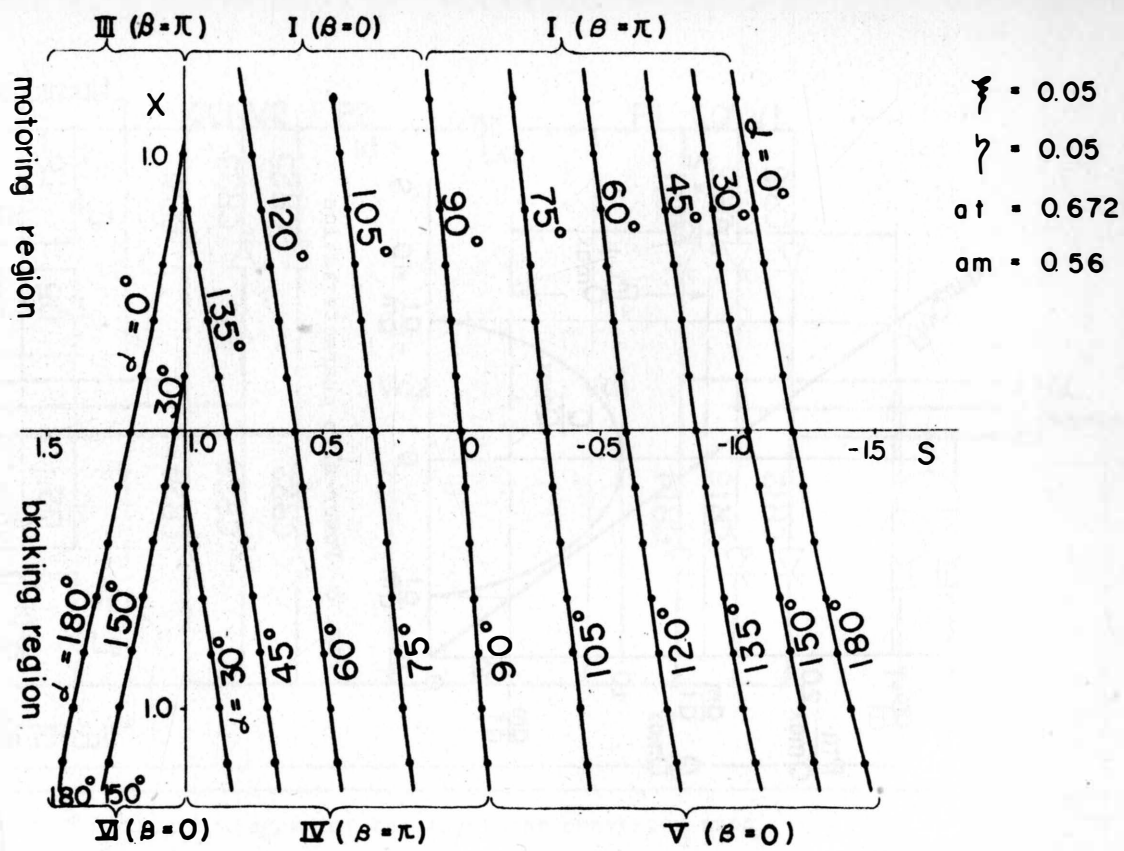


Fig. 5 Current-slip characteristics (theoretical)

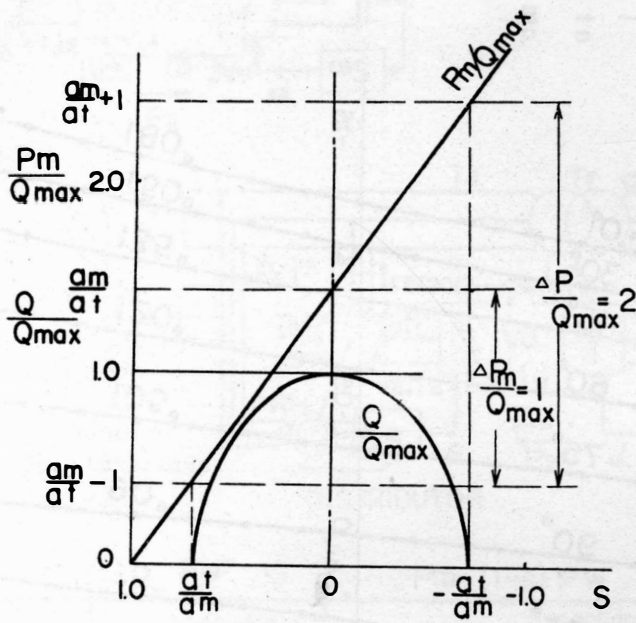


Fig. 6 Power-slip characteristics

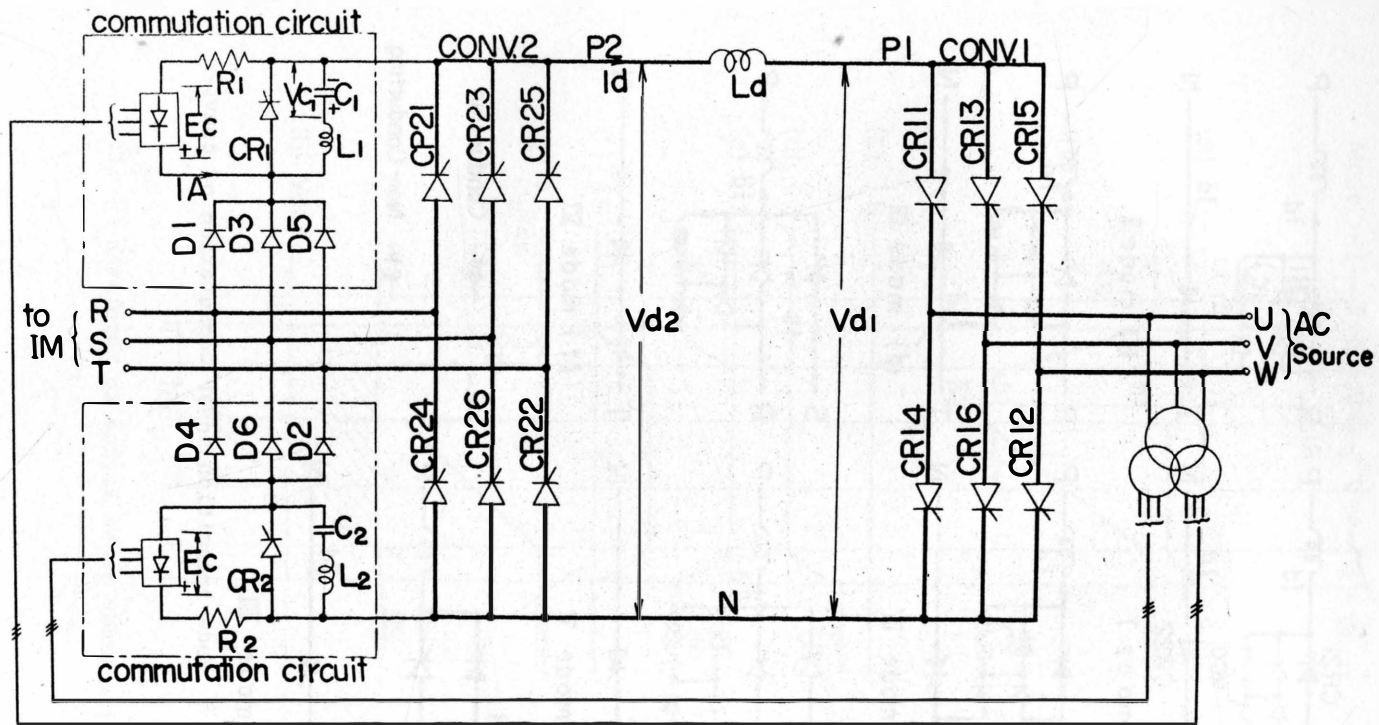
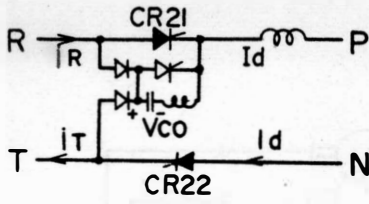
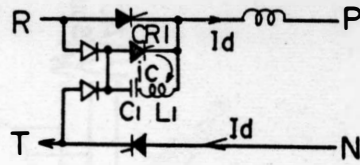


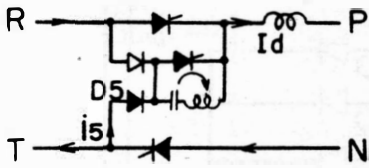
Fig. 7 Circuit diagram of the thyristor converter with forced commutation



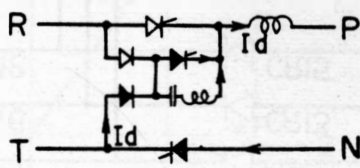
(a) mode I



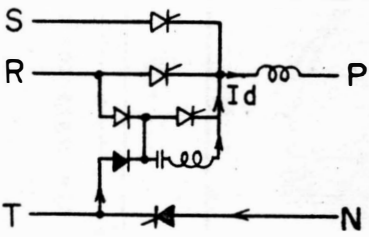
(b) mode II



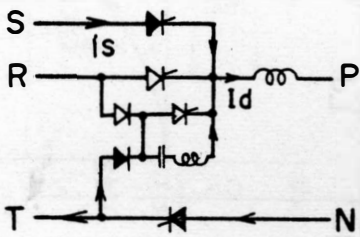
(c) mode III



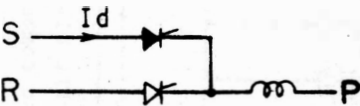
(d) mode IV



(e) mode V



(f) mode VI



(g) mode VII

→/→ Conducting

→/→ Non-Conducting

Fig. 3 Mode transition under commutation of conv.2

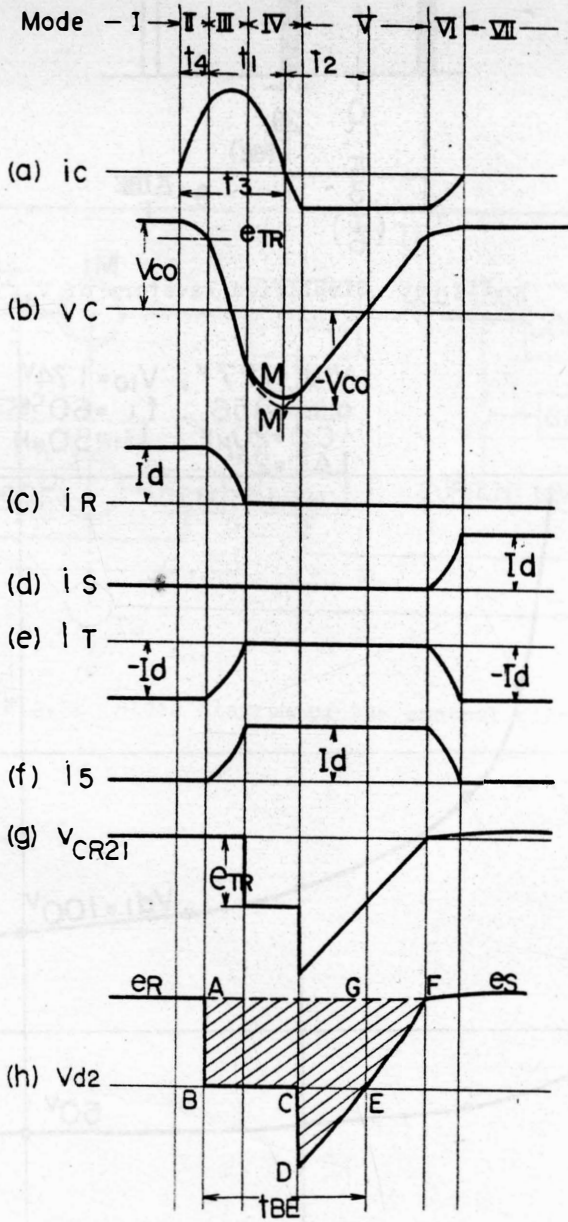


Fig.9 Waveforms of conv.2 under commutation

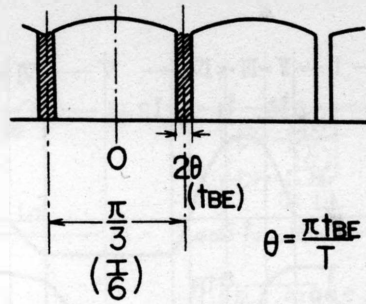
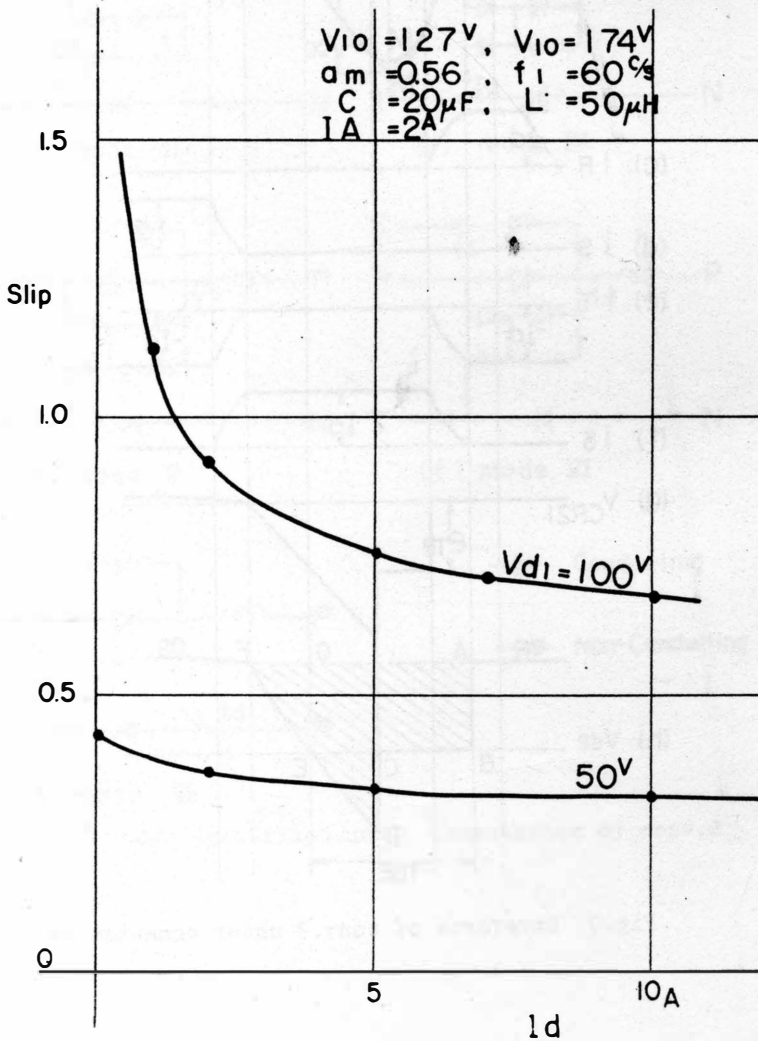
Fig. 10 Simplified waveform of V_{d2} 

Fig. 11 Slip characteristics with forced commutation

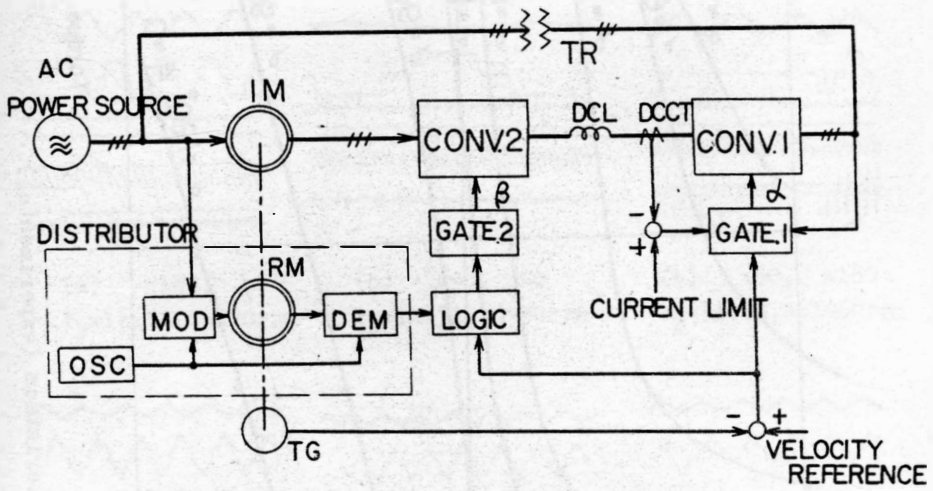


Fig.12 Block diagram of the control circuit

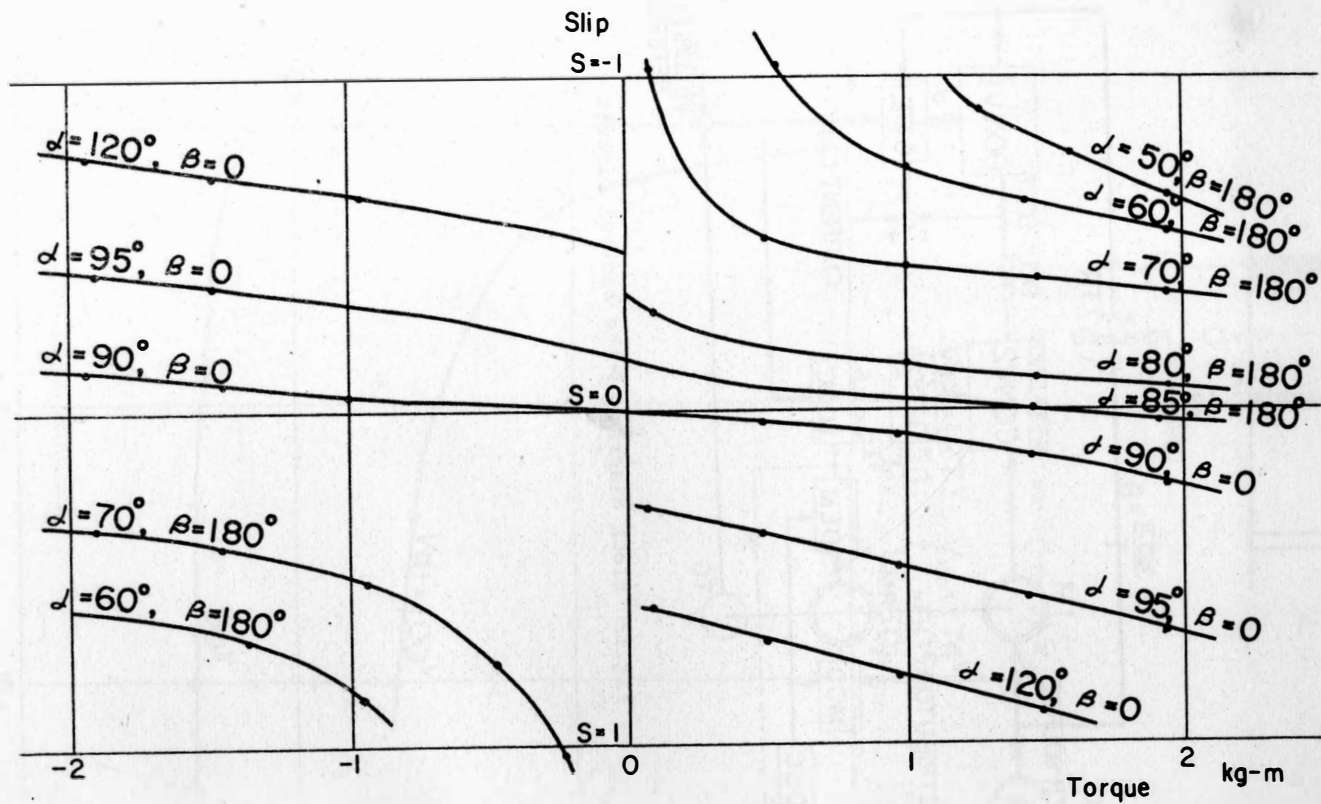


Fig. 13 Torque-speed characteristics (experimental)

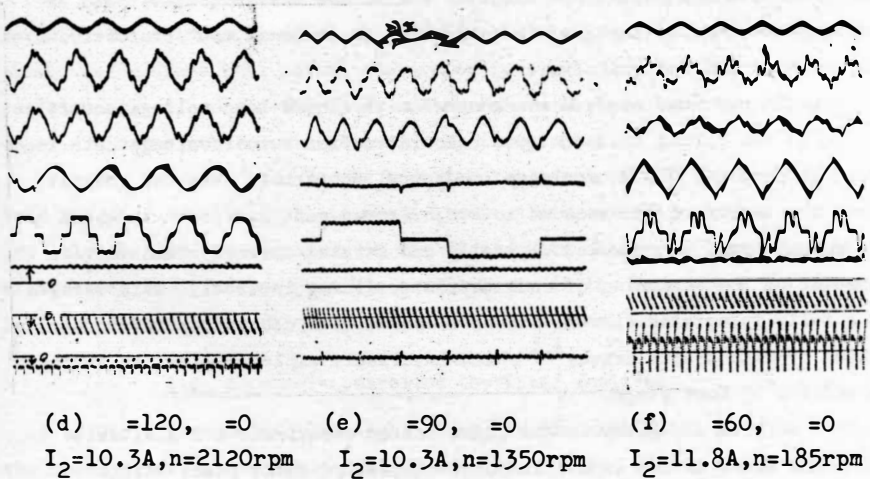
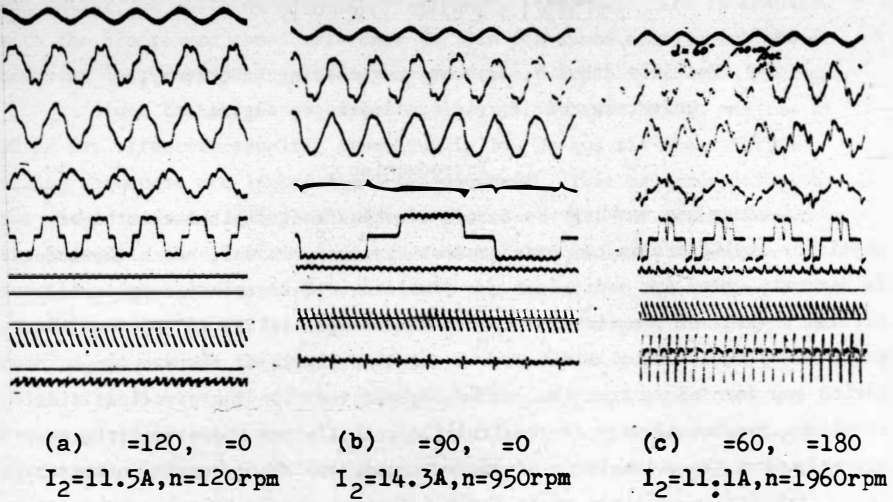


Fig. 14 Oscillograms of waveforms

Top to bottom : source voltage (v_1), source current ($i_1 + i_4$), primary current (i_1), secondary voltage (v_2), dc current (i_d), dc volt. of conv.1 (v_{d1}), dc volt. of conv.2 (v_{d2})

INTEGRATED DIGITAL CONTROL OF D.C. THYRISTOR DRIVE

F. Fallside and R.D. Jackson, Engineering Laboratory,
University of Cambridge, Cambridge, England.

1. Introduction

A study has recently been made of the direct digital control of thyristor amplifiers in computer control systems¹, in which each thyristor is directly under the control of the computer. This technique gives a precise control of the firing instants and is well suited to the requirements of optimal control since within the time limits of the sampling period any form of control law can be implemented. On the practical side it allows the use of very simple firing circuits since these are triggered directly from the accumulator of the computer, and the reduction of external logic circuits is possible since their functions can be absorbed by the computer. Its use results in a fuller use of the system computer and at its simplest removes the need for a digital to analogue converter between the computer and the amplifier.

The previous study was concerned with closed-loop voltage controls and in it the firing instants were calculated from output voltage data fed into the computer via an analogue to digital converter. In the present study the technique is extended to a d.c. speed control system in which the output speed is measured digitally and strobed directly into the computer at the beginning of each thyristor firing interval. This results in a fully integrated digital drive; compared with other computer-controlled drives or with hybrid drives^{2,3} which invariably employ digital to analogue conversion at some stage.

Results are given in the paper for an experimental 2 H.P. drive in which the motor is fed from a computer-controlled three-phase bridge amplifier. A description is given of the complete system together with details of the control algorithm and practical aspects of the system.

2. The System

2.1 General

The complete system is shown schematically in Fig.1. It is basically a computer-controlled drive employing proportional control with the extension of computer control to the thyristor amplifier. The output speed is derived by strobing the shaft position into the computer repetitively

and taking the difference between successive samples. This is compared with the programmed speed reference to form the speed error which the computer then employs to produce a proportional amplifier output voltage.

Since the thyristor amplifier is a three-phase bridge excited at 50 Hz its effective sampling frequency is 300 Hz and all the external timing sequences are locked to this frequency. This is accomplished by the element termed timing and address circuits. All the timing sequences are locked to the phase voltage crossovers - the instants at which successive phase voltages become equal - by taking the three-phase bridge supply voltages in pairs to six comparators whose outputs are shaped and combined to produce the required phase-locked 300 Hz pulse train. This pulse train is used to provide the programme interrupt signal and the strobe shaft position signal. In addition the unit provides the thyristor addresses. Integrated circuit comparators and pulse circuits are employed to provide precise timing.

The shaft position encoder is a 10 bit optical disc with Gray format. To avoid ambiguities this is strobed via latching circuits by the timing and address unit before conversion into binary form. The binary position signal and the thyristor addresses are strobed into the computer under programme control via gates in the interface.

The computer used in the experimental system (PDP8) has a 12 bit word length and a 1.5 μ s basic cycle time. A simple interface was used and only the data inputs shown in the figure were employed. Considerable elaboration is of course possible particularly in the case where the drive forms a small part of the computer controlled system.

2.2 Computer-controlled thyristor amplifier

For a given effective input signal to the amplifier, in this case the speed error, the computer calculates the required firing instants and when these are reached produces appropriate firing pulses for the thyristors. To ensure that the thyristors are fired in the correct sequence it is necessary to identify the individual thyristors of the amplifier. This is done by the comparators in the timing and address unit mentioned in the previous section. Each comparator has a 50 Hz pulse train output corresponding to one of the six distinct phase voltage crossovers and thus each output, suitably shaped, forms the address of one of the six thyristors. The six address lines from the timing and address unit are connected to six bits in the accumulator via gates in the interface.

In addition, the same six bits in the accumulator are connected via output gates in the interface and simple firing circuits to the six thyristors. In this way the address of successive thyristors is fed into the computer at the phase voltage crossovers and when the firing instants calculated by the computer are reached the correct thyristor or, as in this bridge amplifier, the correct pair of thyristors, is fired by simply setting the required address or addresses in the accumulator and strobing them into the firing circuits thereby firing the thyristors. (The same method can be used for other configurations of thyristor amplifier¹.)

The amplifier employed in the experimental drive is rated at 200V 10A d.c. The firing circuits consist of simple single stage transformer-coupled monostable circuits, they produce 5V, 200 μ s duration firing pulses from the 3V, 400ns interface output pulses.

The timing sequences and the method of calculating the firing instants are discussed in the next section.

3. Control Algorithm

The flow diagram of the complete system is shown in Fig.2 and a photograph of a number of amplifier waveforms showing some of the timing sequences is given in Fig.3.

As can be seen the firing programme is initiated by the interrupt pulse produced at each phase voltage crossover. After the interrupt has been serviced the shaft position held by the latch circuits at the interrupt instant is strobed into the accumulator and this is followed by the current thyristor address. The next operation is the formation of the speed error from the programmed reference and the derived output speed. The firing instant is then calculated from the magnitude of this error. In this system a simple look up table is used which is entered every 100 μ s. When the error is equal to or less than the current entry in the look up table the firing instant has been reached and the appropriate thyristors are fired in the manner already described. In the three-phase bridge amplifier there are two possible firing modes dependent on the magnitude of the firing angle and these in fact define two look up tables. The type of firing law is determined by the form of the look up table and considerable variety is possible; in the experimental system simple linearly increasing entries were used corresponding to a ramp analogue reference circuit.

After firing the computer is available for other calculations, such as logging or controlling other parts of a larger system, until the next

interrupt occurs. The use of look up tables is of course prodigal of computer time and faster methods can be employed to calculate and define the firing instant.

This basic algorithm lends itself to elaboration in a variety of ways. For example, by reading in all the state variables a precalculated optimal control law can be implemented, or a three term control can be produced. In addition a programmed or calculated reference change can be used and an example of this is given in the next section.

The waveforms shown in Fig.3 are representative of the experimental drive during steady-state behaviour. The phase voltage crossovers are defined by the falling edges of the shaft position strobe signal and these indicate that the amplifier is working about 14° away from its maximum free-firing output condition. It can be seen that double firing pulses are used; the first pulse fires the particular thyristor which is being displayed here 14° after it has been addressed at its crossover and the second pulse confirms that it is to provide the return conduction path for the thyristor in the opposite side of the bridge which is fired next. It can be seen that fairly short address and strobe pulses are used, they need only be sufficiently long to cover the time interval from interrupt to the completion of the thyristor address read in instructions, see Fig.2, which is about 30 μ s.

4. Experimental Results

A number of experimental results from the drive are shown in Figs. 4-6. The first shows the speed response of the system from standstill to a steady-state speed of 1000 r.p.m. This step response resulted from switching the computer to run with a fixed value of speed reference in its programme.

The next Figure is an example of the use of a programmed reference change. In this case a reference was obtained by incrementing the reference after every sixteen firing pulses. The variation in speed is again 0-1000 r.p.m. Figure 6 shows the response of the system to a load transient caused by switching a load to a generator coupled to the motor shaft, the steady state speed is 1000 r.p.m. :

It can be seen that the system as demonstrated has a moderate performance because of its low loop gain; it is not difficult to overcome this and it is not a restriction of the technique.

In developing the equipment the main practical difficulty expected

was pick up between the power circuits and the pulse and perhaps computer circuits. It was found however that the preventative measures adopted in conventional thyristor amplifiers were sufficient to overcome these problems. Computer-controlled thyristor amplifiers have been found to be reliable in operation and the same was true in this drive.

5. Conclusions

It has been shown that a computer-controlled thyristor amplifier can be incorporated without difficulty in a machine drive and that by employing digital shaft position measurement a fully integrated digital control can be achieved. A very simple drive was mechanised to demonstrate the technique and it is clear that considerable extensions and elaborations are possible in drives using this technique.

6. Acknowledgements

The authors are grateful to the Science Research Council for a research grant in support of this work.

7. References

1. FALLSIDE, F. and JACKSON, R.D.: Direct digital control of thyristor amplifiers. In preparation.
2. FRITZSCHE, W.: Advantages and possibilities of digital speed control. Proc. 2nd I.F.A.C. Conf. 1963, London, Butterworths.
3. THOMPSON, F.T.: High accuracy digital analog solid-state speed controller. Trans. A.I.E.E. Pt.2, Vol.61, 1962, pp.23-29.

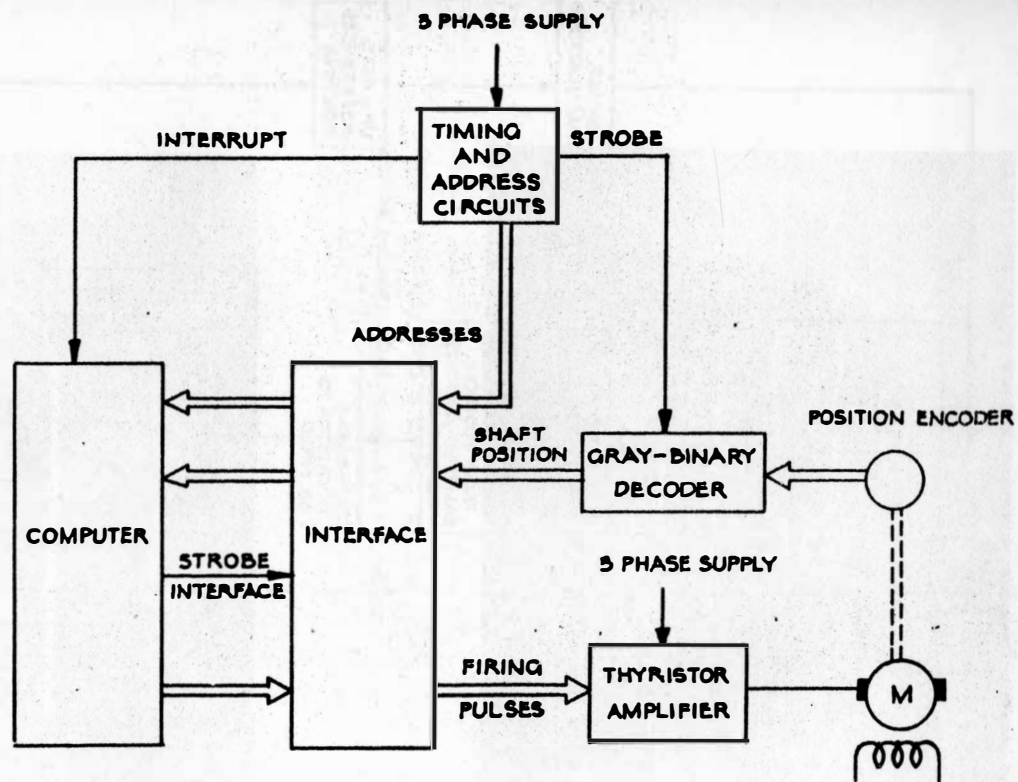


Fig.1 System schematic diagram

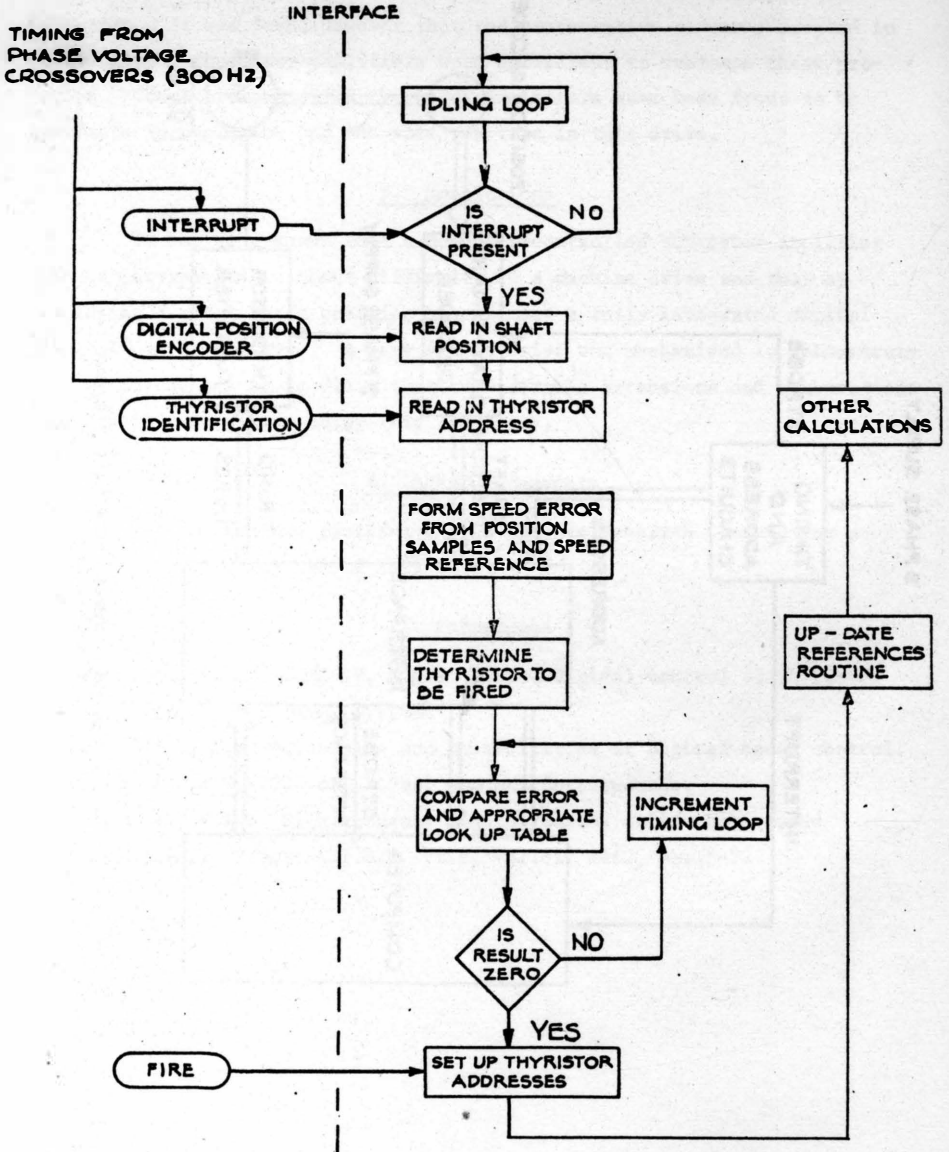


Fig.2 Flow diagram of system

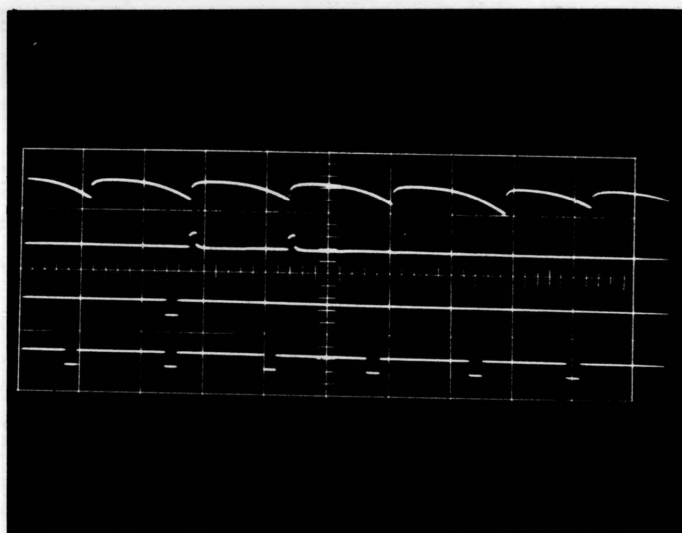


Fig.3 Amplifier waveforms

Output voltage, firing pulses, address pulses, shaft position
strobe pulses. Horizontal scale 2 ms/cm

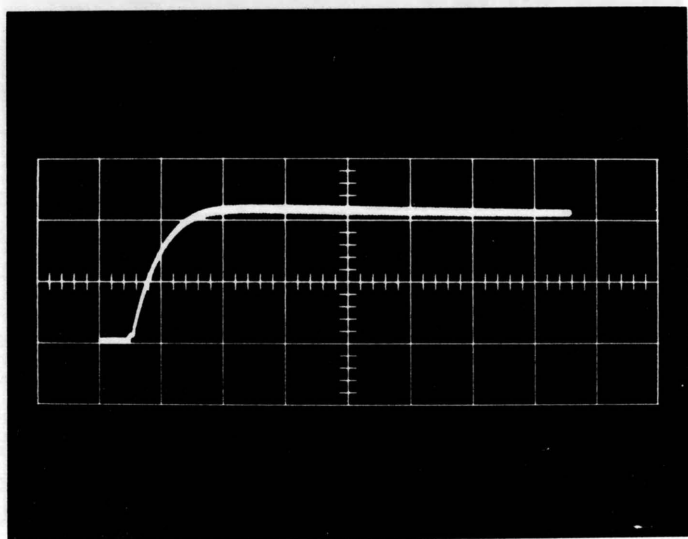


Fig.4 Step response of drive, Horizontal scale 1 s/cm

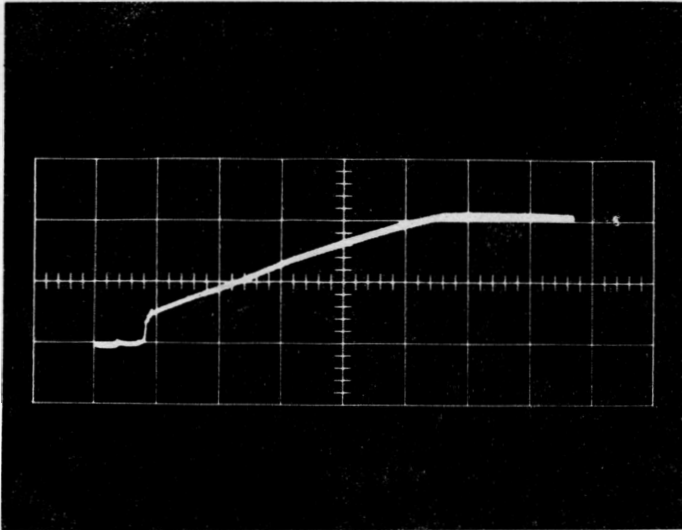


Fig.5 Response to programmed change of reference
Horizontal scale 1 s/cm

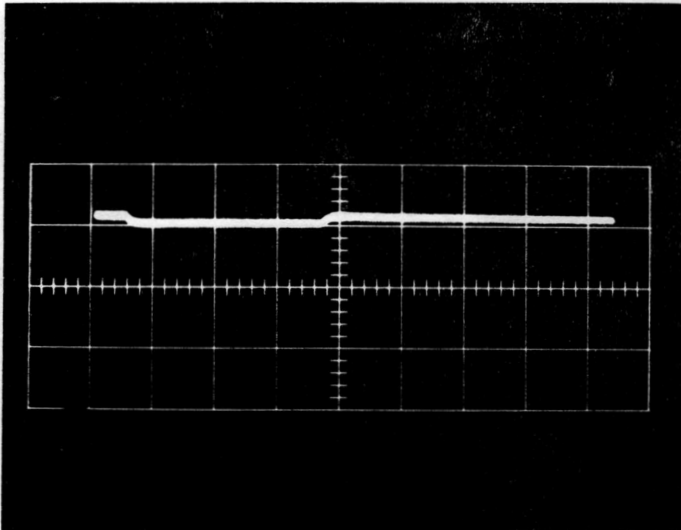


Fig.6 Response to load transient. Horizontal scale 1 s/cm

РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ИНДУКЦИОННЫМИ МИКРОМАШИНАМИ

Д.т.н. Д.В.Свечарник, к.т.н. Д.Х.Шидлович,
инженеры Д.М.Келым и А.А.Белоглазов
(НИИТеплоприбор)

ВВЕДЕНИЕ.

В современных системах синхронной связи и следящем приводе индукционные микромашины (двухфазные исполнительные двигатели, сельсины и др.) находят самое широкое применение.

В ряде случаев использование следящего привода приводит к значительной громоздкости оборудования и его малой надёжности. Значительное упрощение следящего привода, когда не требуется особенно большой точности / несколько угловых минут / является поэтому весьма актуальной проблемой.

Стремление уменьшить вес и габариты, а также стоимость следящего привода привело к разработке электрических микромашин, совмещающих несколько функций [1]. В этой связи перспективным является использование мотосинов (совмещённых двигателей-сельсинов) и двигателей, управляемых пространственным сдвигом осей обмоток (ДУПС), которые в настоящее время уже используются в ряде случаев практики [2 ÷ 4].

Мотосины и электродвигатели типа ДУПС, изобретённые Д.В.Свечарником [1], выпускаются серийно Смоленским опытным заводом НИИТеплоприбора (модели СДС-2М, СДС-3М). Мотосины типа СДС-2М применены в указателях уровня и пара воды типа А5020, установленных на шлюзах Киевской, Саратовской и Каневской ГЭС. В начале 1968 года партия приборов А5020 будет поставлена на шлюз "Железные ворота" (Румыния).

Сотни мотосинов типа СДС-3М применяются в электромеханических манипуляторах.

В таблицах 1 и 2 приведены основные технические характеристики разработанных в НИИТеплоприборе мотосинов и двигателей, управляемых пространственным сдвигом осей обмоток.

Новые индукционные микромашины, полученные на основе совмещения сельсина и электродвигателя с полым ротором, не могут быть исследованы путём использования имеющихся теоретических разработок как по сельсинам, так и по машинам с полым ротором, так как последние исследованы лишь для режимов с фиксированным углом сдвига между осями обмоток $\theta = \frac{\pi}{2}$, в то время как для мотосинов и ДУПС угловое переме-

чение является определяющим фактором. Это привело к необходимости разработки новых теоретических положений, приведенных ниже.

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МОТОСИНОВ И ДУПС.

Схема включения мотосина в следящую систему и его конструктивная схема показаны на рис. I, а, б. Мотосин работает в обычной индикаторной сельсинной схеме (рис. I, а) с той лишь разницей, что его обмотка возбуждения присоединена к той же сети, что и обмотка возбуждения сельсина-датчика, но не непосредственно, а через фазосдвигающий конденсатор. В зазоре между статором и ротором мотосина (рис. I, б) помещён полный токопроводящий стакан 2, являющийся ротором электродвигателя и связанный с выходным валом 9 ротора 3 понижающим редуктором 8.

На рис. I, б представлена конструктивная схема мотосина, в котором подвод тока (вводы 4) к вращающейся обмотке возбуждения ротора 3 осуществляется с помощью кольцевого трансформатора (5, 6) торцевого или радиального типа с выводами 7 от неподвижной обмотки. По такой конструктивной схеме выполнены мотосины СДС-ІМБ и СДС-Б-400.

Токи, проходящие по обмотке синхронизации, расположенной на статоре I, создают пульсирующее поле, ось которого определяется положением ротора сельсина-датчика Д и в общем случае не совпадает с осью обмотки ротора сельсина-приёмника (мотосина). Намагничивающие силы обмоток синхронизации и возбуждения смещены в пространстве и во времени (с помощью конденсатора С), что приводит к образованию вращающегося поля в мотосине II. Пространственный угол сдвига обмоток θ меняется в зависимости от рассогласования между ротором датчика и приёмника (в согласованном положении $\theta = 0$).

Управление исполнительным двигателем осуществляется изменением степени эллиптичности вращающегося поля, за счёт изменения не только величины и фазы подводимого к обмоткам напряжения, но и пространственного сдвига обмоток. Результирующее вращающееся поле взаимодействует с вихревыми токами, наведенными в полном роторе, и создаёт вращающий момент. При вращении полого ротора через понижающий редуктор поворачивается управляемая ось 9 и уменьшается рассогласование.

Момент на выходной оси мотосина равен

$$M = (M_c + i \cdot \eta \cdot M_{и.д.}) \cdot \sin \theta, \quad (I)$$

где M_c , $M_{и.д.}$ — моменты сельсина и исполнительного двигателя;

i, η — передаточное число и к.п.д. редуктора;

θ — пространственный угол сдвига между осями обмоток статора и внутреннего статора.

В зависимости от передаточного отношения редуктора мотосином производится усиление момента в сотни и более раз. Мотосин заменяет исполнительный двигатель и сельсин, не требуя промежуточного усиления в цепи управления.

Мотосин позволяет дистанционно управлять сравнительно мощными регулирующими органами без применения дополнительных электронных, магнитных и других усилителей.

На базе мотосина легко выполним электромеханический интегратор угла во времени. Подобрав коэффициент сигнала и фазу напряжения, можно получить линейную зависимость скорости вращения полого ротора от пространственного угла θ в диапазоне до 40° с погрешностью $\pm 0,5\%$. Связав с полым ротором счётчик оборотов, получаем на нём интегрирование по времени величины, зависящей от угла сдвига θ , задаваемой непосредственно или дистанционно.

Некоторые конструкции мотосинов выполнены при совмещении исполнительного двигателя с дифференциальным сельсином (например, мотосины СДС-2Д и СДС-2М).

Возможности мотосина с точки зрения методов управления велики. Выполнив на статоре и внутреннем роторе трёхфазные обмотки, можно получить разные способы управления путём изменения того или иного параметра:

- 1) величины напряжения (коэффициента сигнала);
- 2) временной фазы напряжений, подаваемых на обмотки;
- 3) положения результирующих осей трёхфазных обмоток;
- 4) пространственных углов поворота ротора и статора.

В результате можно получить 63 способа управления [3] вместо обычно применяемых для исполнительных двигателей трёх способов: амплитудного, фазового и амплитудно-фазового. Таким образом, возможности такой машины значительно расширяются.

При разомкнутой кинематической связи между полым ротором и осью управления, расположенной на статоре и роторе мотосина однофазных обмоток мотосин преобразуется в исполнительный двигатель, управляемый помимо широко известных способов (амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый) пространственным сдвигом осей обмоток управления и возбуждения. Достоинство таких исполнительных двигателей состоит в том, что управляющая величина вводится непосредственно в виде механического перемещения.

Интересно отметить, что первыми индукционными микромашинами, в которых используется метод пространственного сдвига осей намагничивающих сил обмоток, явились контактные и бесконтактные сельсины [3].

ВОПРОСЫ ТЕОРИИ МОТОСИНОВ И ДВИГАТЕЛЕЙ, УПРАВЛЯЕМЫХ ПРОСТРАНСТВЕННЫМ СДВИГОМ ОСЕЙ ОБМОТОК (ДУПС).

В библиографии приведены опубликованные работы ,посвящённые теоретическому и экспериментальному исследованию мотосинов и ДУПС.

Ниже рассматриваются основные вопросы теории и методов проектирования указанных микромашин, разработанные авторами.

ПУСКОВОЙ МОМЕНТ МОТОСИНА, ВКЛЮЧЕННОГО В СЛЕДУЮЩУЮ СИСТЕМУ [5]

Для анализа возьмём наиболее общий случай: включение дифференциального мотосина.

На рис. 2 приведена принципиальная схема дифференциальной сельсинно-мотосинной дистанционной передачи, где: 1, 2 и 3 - фазы обмоток сельсинов-датчиков а и к и приёмника п; 4- полный ротор мотосина ; 5 - понижающий редуктор ; 6 - выходной вал мотосина.

Фазы обмотки синхронизации датчика а подключены к фазам роторной обмотки, а фазы обмотки синхронизации датчика к подключены к фазам статорной обмотки мотосина п .

Обмотки возбуждения датчиков подключены к общей однофазной питающей сети, причём обмотка возбуждения датчика К подключена к сети через фазосдвигающий конденсатор.

При исследовании приняты следующие допущения:

- имеет место синусоидальное изменение потокоцеплений Ψ потока возбуждения Φ_s с фазами 1, 2 и 3 обмотки синхронизации датчиков при изменении углов α и β поворота роторов датчиков;
- полное сопротивление в цепи каждой пары последовательно включенных фаз датчика и приёмника принимаются одинаковыми для всех трёх фаз и независимыми от положения роторов или протекающих токов:

$$Z_{kp1} = Z_{kp2} = Z_{kp3}; \quad Z_{ap1} = Z_{ap2} = Z_{ap3},$$

причём

$$\begin{aligned} Z_{kp1} &= (Z_{k1} + Z_{\lambda 1} + Z_{n1}) + j(X_{k1} + X_{\lambda 1} + X_{n1}) = \\ &= R_{kp1} + jX_{kp1} = |Z_{kp1}| \cdot e^{j\varphi_{kp}}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} Z_{ap1} &= (Z_{a1} + Z_{\lambda 1} + Z_{n1}) + j(X_{a1} + X_{\lambda 1} + X_{n1}) = \\ &= |Z_{ap1}| \cdot e^{j\varphi_{ap}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $Z_{k\pi i} = |Z_{k\pi i}| \cdot e^{j\varphi_{k\pi i}}$ — полное сопротивление в комплексном виде в цепи пары последовательно включенных фаз датчика к и приёмника п;

$Z_{a\pi i} = |Z_{a\pi i}| \cdot e^{j\varphi_{a\pi i}}$ — то же для датчика а и приёмника п;
 $\varphi_{k\pi}, \varphi_{a\pi}$ — аргументы полного сопротивления в комплексном виде в цепи пары последовательно включенных фаз соответственно датчиков к, а и приёмника п;

$Z_{ki}, Z_{ai}, Z_{\pi i}, Z_{li}$ — активные сопротивления фазы обмотки синхронизации соответственно датчиков к, а, приёмника п и линии связи;

$X_{ki}, X_{ai}, X_{\pi i}, X_{li}$ — то же для индуктивных сопротивлений;

в) при качественном исследовании физических процессов в системе потери в обмотках возбуждения и в железе магнитопровода не учитываются; количественно потери принимаются во внимание в результате использования при расчёте основной реактивной составляющей напряжения возбуждения E_g вместо питающего напряжения U_g в выражениях для э.д.с. обмоток и токов в цепях системы.

Пусковой момент в асинхронной двухфазном двигателе, управляемом изменением угла сдвига между магнитными осями обмоток возбуждения и управления, как показано в [2], равен

$$M_n = \frac{1}{\omega} \cdot K \cdot R_c' \cdot |\dot{I}_p| \cdot |\dot{I}_c| \cdot \sin(\varphi_p - \varphi_c) \cdot \sin \theta, \quad (4)$$

где M_n — пусковой момент;

ω — угловая частота питающего напряжения;

K — коэффициент трансформации между обмотками ротора и статора;

R_c' — дополнительное сопротивление, вносимое в цепь статора полым ротором в зазоре;

\dot{I}_p, \dot{I}_c — соответственно ток в обмотке ротора и статора;

φ_p, φ_c — соответственно фазы тока ротора и статора;

θ — угол пространственного сдвига осей обмоток ротора и статора.

В основе метода исследования лежит представление вращающего момента на полом роторе мотосина как суммы вращающих моментов, образованных взаимодействием токов во всех парах обмоток ротора и статора мотосина.

В дифференциальном мотосине имеются шесть обмоток, взаимодействие между магнитодвижущими силами (м.д.с.) которых приводит к возникновению вращающего момента на полом роторе машины: три фазы статора и три фазы ротора.

В начале определим вращающий момент на полном роторе при рассогласовании от взаимодействия м.д.с. первых фаз статорной обмотки мотосина и его роторной обмотки. Для этого, в первую очередь, найдём токи в комплексном виде в цепях $A_1\Pi$ и $K_1\Pi$.

Мгновенное значение тока в цепи первой фазы обмотки синхронизации датчика а

$$i_{1a} = \frac{e_{1a}}{Z_{an}} = \frac{E_{\text{взм}}}{Z_{an}} \cdot \frac{\omega_{a1} \cdot k_{\omega a1}}{\omega_{\text{в}a}} \cdot \sin\left(\omega t - \varphi_{\text{в}a} - \varphi_{an} - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\alpha, \quad (5)$$

где e_{1a} — э.д.с., наведенная потоком возбуждения в первой фазе обмотки синхронизации датчика а;

$\omega_{a1}, k_{\omega a1}$ — соответственно число витков и обмоточный коэффициент первой фазы обмотки синхронизации датчика а;

$\omega_{\text{в}a}$ — число витков обмотки возбуждения датчика а;

$\varphi_{\text{в}a}$ — аргумент полного сопротивления в комплексном виде цепи обмотки возбуждения датчика а.

Ток в комплексном виде в первой фазе обмотки ротора мотосина будет

$$\begin{aligned} \dot{I}_{1a} &= |\dot{I}_{1a}| \cdot e^{-j(\varphi_{\text{в}a} + \varphi_{an} + \frac{\pi}{2})} \cdot \cos\alpha = \\ &= \cos\alpha \cdot \frac{\omega_{a1} \cdot k_{\omega a1}}{\omega_{\text{в}a}} \cdot \left| \frac{E_{\text{взм}}}{Z_{an1}} \right| \cdot e^{-j(\varphi_{\text{в}a} + \varphi_{an} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогично получим выражение и для тока в первой фазе обмотки статора мотосина:

$$\dot{I}_{1k} = \cos\beta \cdot \frac{\omega_{k1} \cdot k_{\omega k1}}{\omega_{\text{в}k}} \cdot \left| \frac{E_{\text{взм}}}{Z_{kn1}} \right| \cdot e^{-j(\varphi_{\text{в}k} + \varphi_{kn} + \frac{\pi}{2})}, \quad (7)$$

где $\omega_{k1}, \omega_{\text{в}k}$ — соответственно число витков в первой фазе обмотки синхронизации датчика к и обмотки возбуждения его.

После подстановки полученных значений токов \dot{I}_{1a} и \dot{I}_{1k} в выражение (4) получим значение пускового вращающего момента на полном роторе мотосина от взаимодействия м.д.с. первых фаз обмоток статора и ротора:

$$\begin{aligned} M_{\Pi} &= \frac{1}{\omega} \cdot k \cdot R_c' \cdot \frac{\omega_{a1} \cdot k_{\omega a1}}{\omega_{\text{в}a}} \cdot \frac{\omega_{k1} \cdot k_{\omega k1}}{\omega_{\text{в}k}} \cdot \left| \frac{E_{\text{взм}}}{Z_{an1}} \right| \cdot \left| \frac{E_{\text{взм}}}{Z_{kn1}} \right| \times \\ &\quad \times \sin\left(\varphi_{\text{в}a} + \varphi_{an} + \frac{\pi}{2} - \varphi_{\text{в}k} - \varphi_{kn} - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot \sin\theta, \end{aligned} \quad (8)$$

где α, β — углы между осью первой фазы обмотки синхронизации соответственно датчика а и к и осью потока возбуждения датчика а;

$\omega_{\text{в}a}, \omega_{\text{в}k}$ — соответственно числа витков в обмотках синхронизации датчиков а и к;

ω_a, ω_k — соответственно числа витков в обмотках возбуждения датчиков а и к.

Вращающий момент на полном роторе мотосина является суммой

вращающих моментов, которые возникают при рассогласовании вследствие взаимодействия м.д.с. пар обмоток.

Учитывая это и после несложных тригонометрических преобразований, получим

$$M_{\pi} = \frac{3}{\omega} \cdot R_c' \cdot \frac{\omega_{\pi p} \cdot k_{\omega}}{\omega_{\pi c}} \cdot \frac{\omega_a \cdot k_{\omega}}{\omega_{\pi a}} \cdot \frac{\omega_k \cdot k_{\omega}}{\omega_{\pi k}} \cdot \left| \frac{E_{\pi a}}{Z_{\pi a}} \right| \cdot \left| \frac{E_{\pi k}}{Z_{\pi k}} \right| \cdot \sin(\varphi_{\pi a} + \varphi_{\pi a} - \varphi_{\pi k} - \varphi_{\pi k}) \cdot \sin[\theta - (\beta - \alpha)], \quad (9)$$

где M_{π} — пусковой момент на полном роторе мотосина π ;

$\omega_{\pi p}, \omega_{\pi c}$ — соответственно числа витков в фазе ротора и статора мотосина π ;

k_{ω} — обмоточный коэффициент.

Если сельсины — датчики идентичны и идентичны обмотки статора и ротора мотосина, причём в цепи возбуждения датчика a включен фазосдвигающий конденсатор, ёмкость которого выбрана так, что

$$\varphi_{\pi a} - \varphi_{\pi k} = -\frac{\pi}{2},$$

$$\sin(\varphi_{\pi a} + \varphi_{\pi a} - \varphi_{\pi k} - \varphi_{\pi k}) = \sin(-\frac{\pi}{2}) = -1,$$

то момент вращения полого ротора мотосина M_{π} будет максимальным; при включении той же ёмкости в цепь возбуждения датчика k

$$\varphi_{\pi a} - \varphi_{\pi k} = \frac{\pi}{2}$$

и момент M_{π} также будет иметь максимальную величину, но противоположный знак. Указанные выше допущения имеют место в приборе А5020, где мотосин СДС-2Д, имеющий идентичные обмотки, подключен к двум бесконтактным сельсином-датчикам типа БД-501А.

Расчёт дополнительного сопротивления R_c' , вносимого в цепь статора полым ротором в зазоре, производится в соответствии с выражениями, приведенными в [3]:

$$R_c' = \omega^2 \cdot \delta \cdot \Delta \cdot Q \cdot (F_c)^2,$$

где ω — угловая частота питающего напряжения;

δ — проводимость материала полого ротора;

Δ — толщина полого ротора;

$$Q = 2\pi \cdot R^4 \cdot \left(\frac{\ell}{2R} - \frac{\operatorname{ch} \frac{L-\ell}{2R} \cdot \operatorname{sh} \frac{\ell}{2R}}{\operatorname{ch} \frac{L}{2R}} \right);$$

$$F_c = K_1 \cdot \frac{M_0}{K_s \cdot \delta} \cdot \frac{K_{\omega c} \cdot \omega_c \cdot m}{\pi \cdot R},$$

где R — радиус полого ротора;

ℓ — рабочая длина пакета статора мотосина;

L — длина полого ротора;

$K_1 = \frac{F_s}{\sum F}$ — отношение намагничивающей силы, приходящейся на рабочий зазор, к полной намагничивающей силе;

- M_0 - магнитная проницаемость в зазоре;
 K_δ - коэффициент воздушного зазора;
 δ - величина рабочего зазора;
 ω_c - число витков обмотки статора;
 k_{ω_c} - её обмоточный коэффициент;
 m - число фаз обмотки статора;
 p - число пар полюсов мотосина.

Расчёт R_c' может быть произведен также в соответствии с выражениями, приведенными в монографиях [8, 9, 10].

По аналогии с изложенным выше легко получить выражение для пускового момента на полом роторе обычного мотосина, работающего от одного сельсина-датчика. Это выражение имеет вид:

$$M_{np} = - \frac{3}{2} R_c' \frac{11,02 \cdot 10^4}{\omega} \cdot \frac{E_{dg} \cdot E_{en}}{2Z} \cdot \frac{\omega_g \cdot k_{\omega}}{\omega_{dg}} \cdot \frac{\omega_n \cdot k_{\omega}}{\omega_{en}} \times \cos(\varphi_{en} - \varphi_{dg} - \frac{\pi}{2} - \varphi) \cdot \sin(\theta_n - \theta_g) \quad [\text{ГсМ}], \quad (10)$$

где E_{dg}, E_{en} - действующие значения э.д.с. обмоток возбуждения датчика и приёмника;

Z - полное сопротивление ~~двух~~ пары фаз обмоток синхронизации датчика и приёмника;

ω_{dg}, ω_{en} - числа витков соответственно в обмотке возбуждения датчика и приёмника;

ω_g, ω_n - числа витков одной фазы обмотки синхронизации соответственно датчика и приёмника;

θ_g, θ_n - углы между осями фаз I обмотки синхронизации датчика и приёмника и соответствующей обмотки возбуждения.

Момент на валу сельсина-датчика в последнем случае выразится следующей формулой:

$$M_g = - \frac{3}{2} \cdot \frac{11,02 \cdot 10^4}{\omega} \cdot \frac{E_{dg} \cdot E_{en}}{2Z} \cdot \frac{\omega_g \cdot k_{\omega}}{\omega_{dg}} \cdot \frac{\omega_n \cdot k_{\omega}}{\omega_{en}} \times \sin(\theta_g - \theta_n) \cdot \cos(\varphi_{dg} - \varphi_{en} - \frac{\pi}{2} - \varphi) \quad (11)$$

Полученные выше выражения (10) и (11) справедливы для малых углов рассогласования (до 15-20°), когда реакцией обмоток синхронизации на обмотку возбуждения практически можно пренебречь.

На рис. 3 показан график зависимости пускового момента на полом роторе дифференциального мотосина типа СДС-2Д при работе от бесконтактных сельсинов-датчиков типа БД-50IA от угла рассогласования $[\theta - (\beta - \alpha)]$. Результаты расчёта (пунктирная линия) достаточно точно совпадают с данными эксперимента (сплошная линия).

Расхождение по удельному синхронизирующему моменту не превышает 10%.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВИГАТЕЛЯ С ПОЛЫМ РОТОРОМ, УПРАВЛЯЕМОГО ИЗМЕНЕНИЕМ
ПРОСТРАНСТВЕННОГО СДВИГА МЕЖДУ ОСЯМИ ОБМОТОК (ДУПС) [2+4, 6, 7]

Электродвигатель типа ДУПС, как отмечалось выше, является частным видом мотосина. На рис. 4 приведена электрическая схема ДУПС. На обмотки A и B подаются напряжения, сдвинутые между собой по фазе.

В зазоре между статором и ротором (внутренним) расположен полый ротор PR . Внутренний ротор (B) может поворачиваться относительно статора (A) на произвольный угол θ . При совпадении осей обмоток A и B в рабочем зазоре отсутствует вращающееся магнитное поле и полый ротор неподвижен. При повороте внутреннего ротора относительно статора в зазоре возникает в общем случае эллиптическое вращающееся магнитное поле и полый ротор начинает вращаться, достигая максимальной скорости при повороте внутреннего ротора на $60 \div 120$ электрических градусов (в зависимости от величины фазового сдвига между питающими напряжениями).

В ДУПС непосредственная электромагнитная связь между обмотками A и B меняется в зависимости от угла θ между осями обмоток. Коэффициент взаимной индукции между обмотками A и B при неподвижном полюсе ротора меняется по абсолютной величине от максимального значения (при совпадении осей обмоток) до нуля (при взаимноперпендикулярном расположении осей).

Согласно рис. 5, ДУПС представляет собой электромагнитную систему с тремя индуктивно связанными обмотками; обмотка A , обмотка B и полый ротор PR .

При общепринятых допущениях для индукционных микромашин (магнитная система не насыщена, потери в стали отсутствуют, распределение индукции в зазоре синусоидальное) уравнения Кирхгофа в комплексном виде для ДУПС примут следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= [R_A + j\omega(L_A - M) + j\omega M(1 - \cos\theta) + j\omega M \cos\theta] \cdot \dot{I}_A + \\ &\quad + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_B + j\omega M(1 - \cos\theta) \cdot \dot{I}_P + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_P; \\ \dot{U}_B &= [R_B + j\omega(L_B - M) + j\omega M(1 - \cos\theta) + j\omega M \cos\theta] \cdot \dot{I}_B + \\ &\quad + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_A + j\omega M(1 - \cos\theta) \cdot \dot{I}_P + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_P; \\ D &= [R_P(1 - \cos\theta) + R_P \cos\theta + j\omega(L_P - M) \cdot (1 - \cos\theta) + \\ &\quad + j\omega(L_P - M) \cdot \cos\theta] \cdot \dot{I}_P + j\omega M(1 - \cos\theta) \cdot \dot{I}_A + \\ &\quad + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_A + j\omega M(1 - \cos\theta) \cdot \dot{I}_B + j\omega M \cos\theta \cdot \dot{I}_B \end{aligned} \right\} (12)$$

Индуктивность рассеяния полого ротора [8+10] значительно меньше его активного сопротивления и ее можно пренебречь. Считаем поэтому, что $L_p - M = 0$.

Приведенным уравнениям (14) соответствует схема замещения, изображенная на рис. 6.

Сопротивление полого ротора зависит от скольжения и составляет $\frac{R_p}{s}$ для прямой последовательности (рис. 6, а) и $\frac{R_p}{2-s}$ — для обратной (рис. 6, б).

Схема замещения построена для общего случая, когда обмотки А и В имеют неодинаковые числа витков. Все параметры схемы замещения приведены к числу витков обмотки А.

На схеме замещения использованы следующие обозначения:

- R_A, R_B — активные сопротивления обмоток А и В ;
- X_A, X_B — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток А и В ;
- $X_{mА}$ — индуктивное сопротивление, соответствующее потоку, замыкающемуся через воздушный зазор и проходящему через статор и внутренний ротор, приведенное к виткам обмотки А ;
- $X_{mВ}$ — то же, приведенное к виткам обмотки В ;
- $R_{pА}$ — сопротивление полого ротора, приведенное к виткам обмотки А ;
- $R_{pВ}$ — то же, приведенное к виткам обмотки В ;
- $K = \omega_{Aэф}/\omega_{Bэф}$ — отношение эффективных чисел витков обмоток А и В ;
- $\dot{U}_{A1}, \dot{U}_{B1}$ — напряжения, создающие в зазоре машины при данном круговое вращающееся поле прямого направления ;
- $\dot{U}_{A2}, \dot{U}_{B2}$ — напряжения, создающие в зазоре машины при данном круговое вращающееся поле обратного направления.

Аналитические параметры схемы замещения могут быть определены по известным формулам [8+10] .

Токи прямой последовательности определяются уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{A1} &= \frac{\dot{U}_{A1}(K^2 R_B + jK^2 X_B + R' + jX' - K \dot{U}_{B1}(R' + jX')) \cos \theta}{(R_A + jX_A + R' + jX')(K^2 R_B + jK^2 X_B + R' + jX') - (R' + jX')^2 \cos \theta} ; \\ \dot{I}_{B1} &= \frac{K^2 \dot{U}_{B1}(R_A + jX_A + R' + jX') - K \dot{U}_{A1}(R' + jX') \cos \theta}{(R_A + jX_A + R' + jX')(K^2 R_B + jK^2 X_B + R' + jX') - (R' + jX')^2 \cos \theta} . \end{aligned} \quad (15)$$

Для нахождения токов обратной последовательности \dot{I}_{A2} и \dot{I}_{B2} вместо $\dot{U}_{A1}; \dot{U}_{B1}; R'; X'$ в уравнения (15) должны быть подставлены соответственно $\dot{U}_{A2}; \dot{U}_{B2}; R''; X''$.

Электромагнитная мощность, выделяемая в полом роторе, для прямой последовательности равна

$$P_{\Sigma 1} = 2 I_{A1}^2 \cdot R' \cdot \sin^2 \theta, \quad (16)$$

а для обратной последовательности:

$$P_{\Sigma 2} = 2 I_{A2}^2 \cdot R'' \cdot \sin^2 \theta \quad (17)$$

Результирующий момент на полом роторе определяется как разность моментов прямой и обратной последовательностей:

$$M = \frac{97400}{n_c} \cdot (2 I_{A1}^2 \cdot R' - 2 I_{A2}^2 \cdot R'') \cdot \sin^2 \theta, \text{ Гсм} \quad (18)$$

где n_c — синхронная скорость.

На рис. 7 изображены зависимости пусковых токов в обмотках статора (А) и ротора (В) от угла θ для ДУПС, выполненного на базе мотосина СДС-3. Сплошными линиями показаны характеристики, снятые экспериментально, пунктирными — рассчитанные по схеме замещения. Отклонение результатов расчёта от опытных данных находится в допустимых для инженерных расчётов пределах.

На рис. 8 приведены механические характеристики ДУПС-63:

- а) — при управлении пространственным сдвигом;
- б) — при амплитудном управлении.

ПРИМЕНЕНИЕ МОТОСИНОВ И ДУПС В СХЕМАХ АВТОМАТИКИ.

За последние пять лет мотосины и ДУПС находят в схемах автоматики довольно широкое применение. Отметим наиболее важные случаи их применения:

1. Приёмники с усилением момента для сельсинных систем в указателях

уровня и напора типа А5020 (мотосины типа СДС-2Д и СДС-2М).

2. Привод электромеханических манипуляторов (ДУПС типа СДС-3М и ДУПС-63М).

3. Привод электрических исполнительных механизмов (ДУПС-10, ДУПС-25, ДУПС-63, ДУПС-160, ДУПС-400).

Из перспективных разработок, в которых будут применены новые типы микрошин, следует отметить следующие: устройства для дистанционной передачи угла с разгрузкой сельсина-датчика [1]; сельсинно-моторные позиционеры [12]; регулирующие устройства сельсинно-моторного типа [3]; дифференцирующие, интегрирующие и множительно-интегрирующие устройства [3, 7].

ЛИТЕРАТУРА.

1. СВЕЧАРНИК Д.В., Приёмник с усилением момента для сельсинных систем, Авторское свидетельство СССР №107434, Бюллетень изобретений, №8, 1958.
2. СВЕЧАРНИК Д.В., Многообходные системы дистанционных передач, докторская диссертация, 1961.
3. СВЕЧАРНИК Д.В., Дистанционные передачи (издание второе), Изд-во "Энергия", 1966.
4. КЕЛИМ Ю.М., КОПЫЛОВ И.П., СВЕЧАРНИК Д.В., ШИДЛОВИЧ Л.Х., Совмещённые электрические машины для автоматики, Изд-во "Энергия" (в печати).
5. ШИДЛОВИЧ Л.Х. и БЕЛОГЛАЗОВ А.А., Пусковой момент совмещённого дифференциального сельсин-двигателя, Труды НИИ Теплоприбора, №2, 1965.
6. КЕЛИМ Ю.М., Схема замещения двигателя с полым ротором, управляемого изменением пространственного сдвига между осями обмоток, Труды НИИ Теплоприбора, №4, 1965.
7. БЕЛОГЛАЗОВ А.А., Исследование бесконтактного мотосина в режиме управляемого двигателя, Труды НИИ Теплоприбора, №1, 1967.
8. ЧЕЧЕТ Ю.С., Управляемый асинхронный двигатель с полым ротором, Госэнергоиздат, 1955.
9. Лопухина Е.М., СОМИХИНА Г.С., Асинхронные микромашины с полым ротором, Изд-во "Энергия", 1967.
10. ВЕЗЮРКО И.А., Индукционные машины с полым немагнитным ротором, диссертация, МЭИ, 1959.
11. СВЕЧАРНИК Д.В., БЕЛОГЛАЗОВ А.А., КЕЛИМ Ю.М., Устройство для дистанционной передачи, Авторское свидетельство СССР ~~№189913~~ по заявке №1107894/26-24.
12. СВЕЧАРНИК Д.В., БЕЛОГЛАЗОВ А.А., КЕЛИМ Ю.М., Сельсинно-моторный позиционер, Авторское свидетельство СССР № 189913, Изобретения, промышленные образцы, товарные знаки, №1, 1967.

Таблица 1.

Технические характеристики мотосинов
(совмещённых двигателей-сельсинов).

№ № п/п	Типы мотосинов Технические характеристики		Контактные или с зуб- ками токоподводами				Бесконтакт- ные	
			СДС-1 (СДС-1с)	СДС-2	СДС-2а (СДС-2м)	СДС-3	СДС-1МБ	СДС-Б- -400
1.	Напряжение возбуждения	В	55	110	110	220	110	115
2.	Частота	Гц	50	50	50	50	50	400
3.	Потребляемая мощность	Вт	25	55	50	400	18	5
4.	Момент трения полого ротора	Гсм	0,4(0,2)	1,5	1,5	2,0	0,3	0,03
5.	Удельный момент на полом роторе	Гсм/ град	2,5	16	7	20	2,0	0,3
6.	Редукция между полым ротором и выходным валом ротора сельсина		270	1500	2360	7	80; 140; 240	500
7.	Работает с сельсином- датчиком		НД-404, СС-404	НД-501, БД-501А	С одним или двумя БД-501А	НД-521	Два при- емника от одного БД-404А	БД-160А
8.	Максимальная погрешность дистан- ционной передачи	град	0,75-1,5	0,75-1,5	0,75-1,5	0,75-1,5	0,75-1,5	0,2
9.	Максимальный момент на выход- ном валу ротора сельсина	кгсм	28	650	430	30	24	6,5
10.	Диапазон температур	°С	+5÷+50	+5÷+50	+5÷+50	+5÷+50	-40÷+60	-40÷+60
11.	Относительная влажность	%	80	80	80	80	90	98
12.	Вес	кг	1,4	3,3	3	5,3	2,5	0,45
13.	Циклическая надежность	$\frac{отс}{ч} \times 10^{-6}$	18	18	18	20	12	15

Таблица 2.

Технические характеристики электродвигателей
типа ДУПС

№ п/п	Типы двигателей		ДУПС-10	ДУПС-25	ДУПС-63	ДУПС-160	ДУПС-400
	Технические характеристики						
1.	Напряжения возбуждения и управления, U_B/U_y	В	$\frac{220}{220}$	$\frac{220}{220}$	$\frac{220}{220}$	$\frac{220}{220}$	$\frac{220}{220}$
2.	Пусковой момент на роторе, M_p	Гсм	800	1800	4350	16600	26800
3.	Скорость холостого хода, n_{xx}	об/мин	2300	2400	2530	2620	2750
4.	Мощность модели, $P_m = 1,028 \frac{M_p}{1,7} \cdot n_{xx}$	Вт	11,1	26,8	65,5	263	445
5.	Момент инерции ротора, J_p	Гсмсек ²	0,0938	0,182	0,182	1,8	4,3
6.	Ускорение при пуске, M_p/J_p	сек ⁻²	8500	9900	23900	9200	6200
7.	Мощность, потребляемая в стопорном режиме, $P_{ст}$	Вт	37	75	85	740	1300
8.	Вес двигателя, G	кг	2,5	4,2	6,1	25	26
9.	Коэффициент $\frac{P_m}{G}$	$\frac{Вт}{кг}$	3,86	6,37	10,7	10,5	17,1
10.	Максимальный перегрев в стационарном режиме, t	°C	64 (ПЭВ)	83 (ПЭТВ)	85,5 (ПЭТВ)	60 (ПЭВ)	65 (ПЭВ)
11.	К. п. д., η	%	24	30	31	30	35
12.	Нелинейность механической характеристики, μ	%	25	25	25	25	40

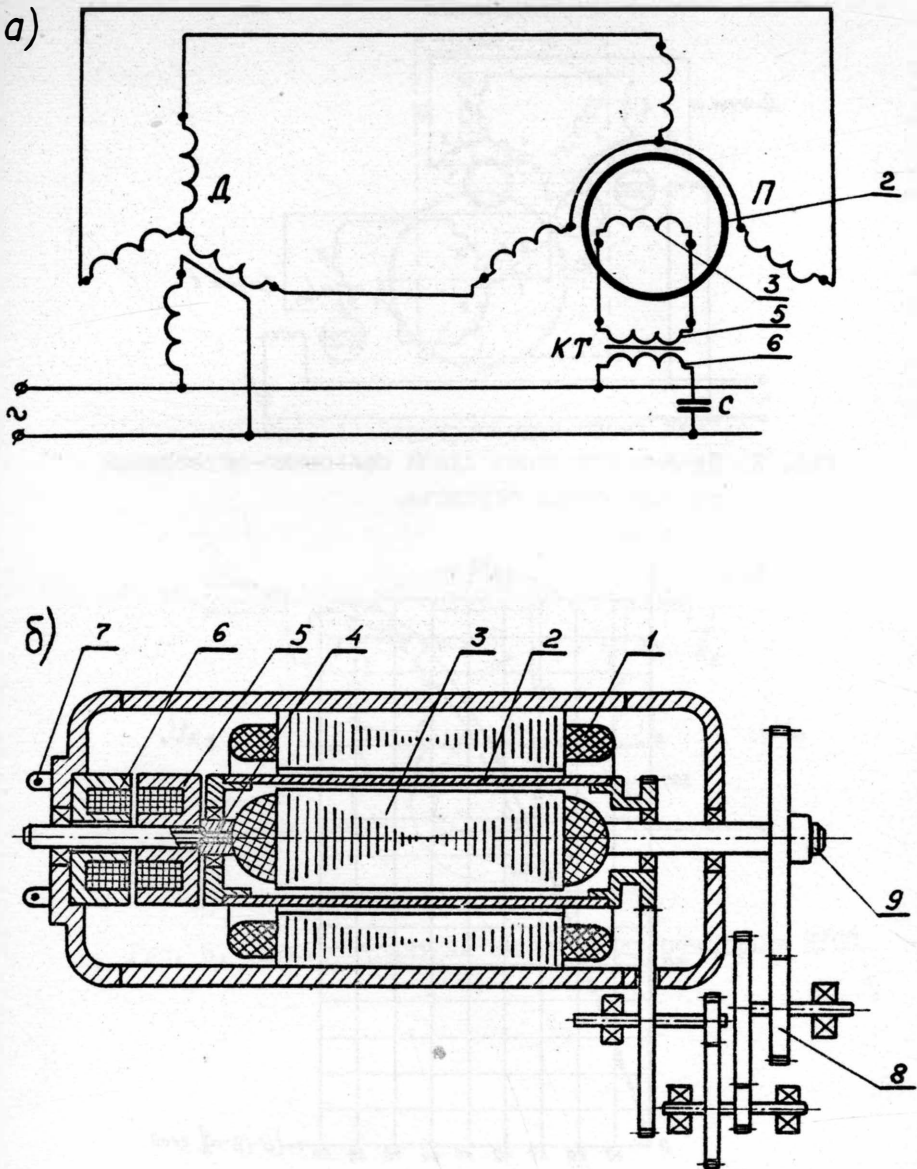


Рис. I : а) - принципиальная схема сельсинно-мотосинной дистанционной передачи;
 б) - продольный разрез бесконтактного мотосина.

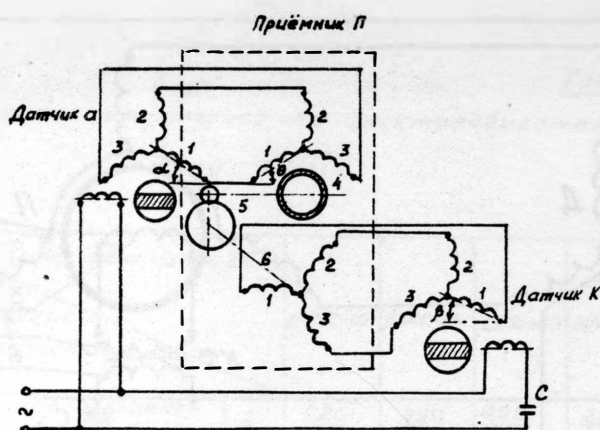


Рис. 2. Дифференциальная схема сельсинно-мотосинной дистанционной передачи.

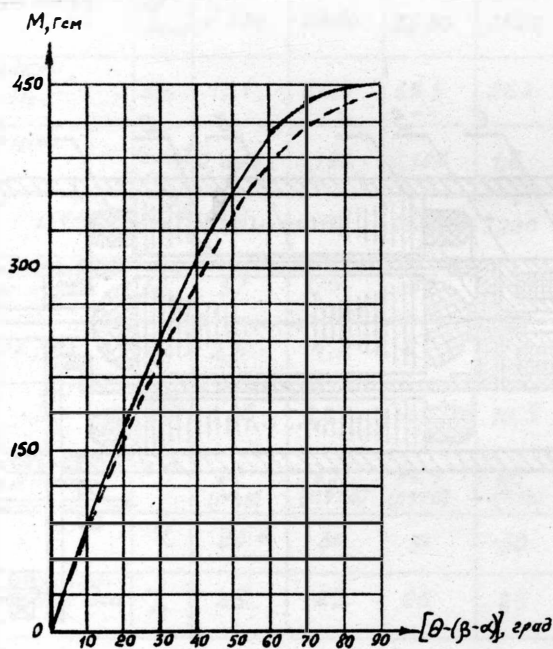


Рис. 3. График зависимости пускового момента на полном роторе мотосина СДС-2Д от угла рассогласования:

- - - - кривая, полученная расчётным путем;
- кривая, полученная в результате эксперимента.

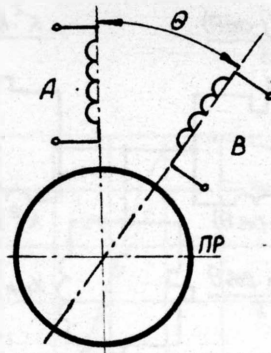


Рис. 4. Электрическая схема ДУПС.

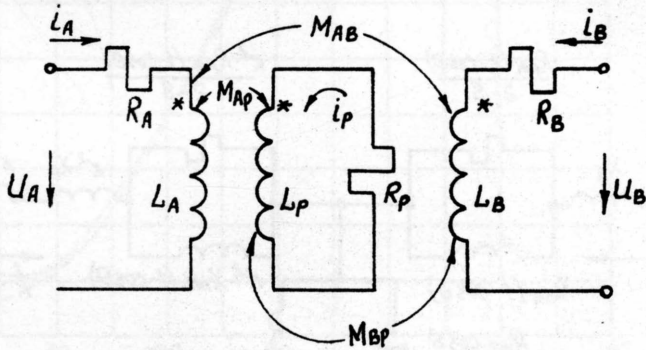


Рис. 5. Электромагнитная связь между обмотками ДУПС.

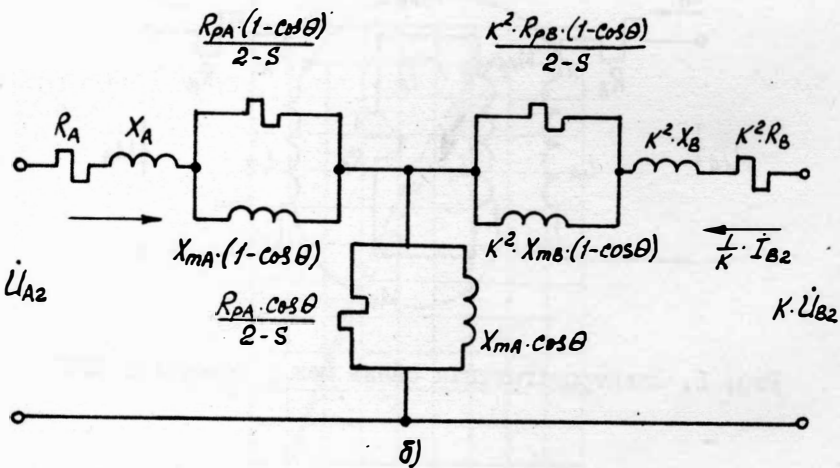
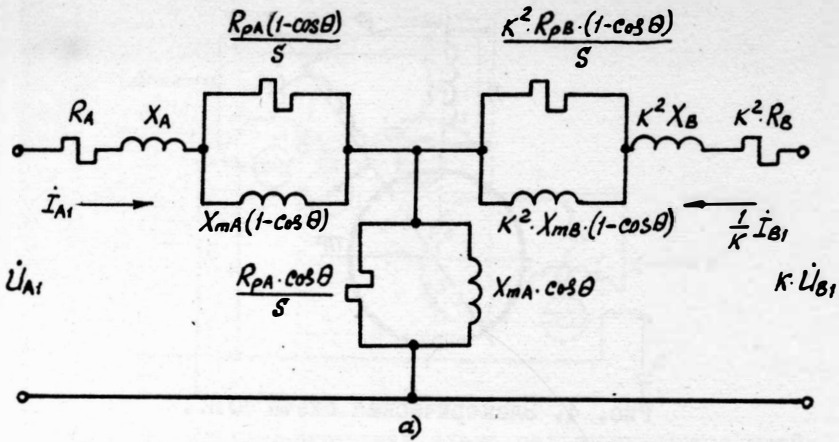


Рис. 6. Схема замещения ДУПС:

- а) — для токов прямой последовательности;
- б) — для токов обратной последовательности.

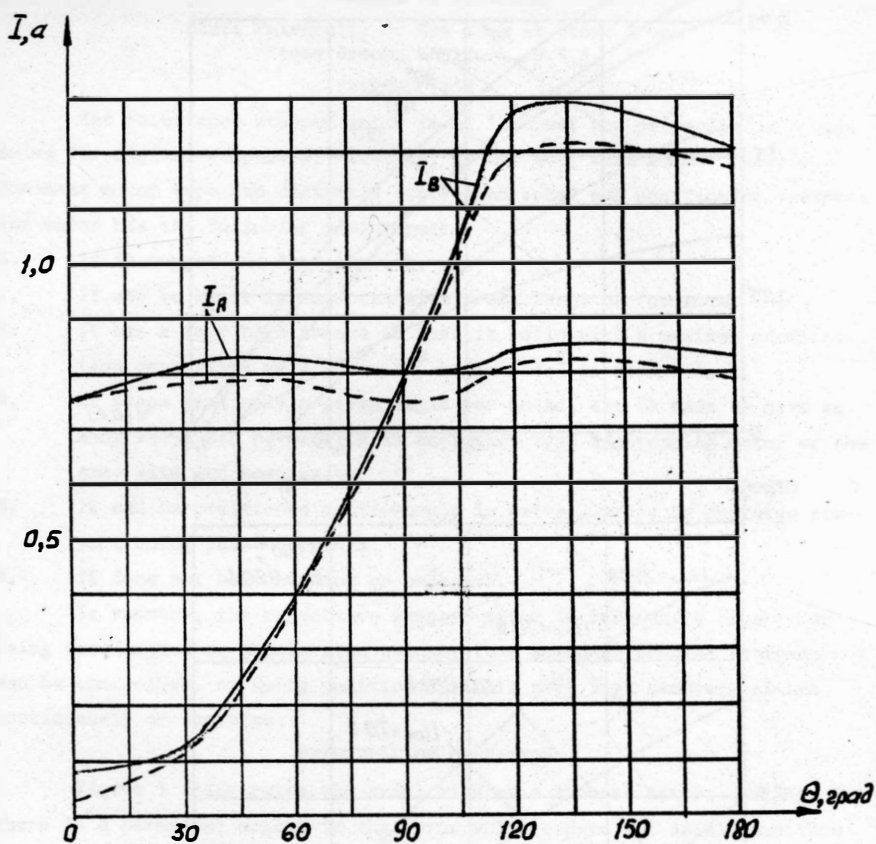


Рис. 7 .График зависимости пусковых токов в обмотках СДС-3 от угла :

----- рассчитанные по схеме замещения;
 ————— снятые экспериментально.

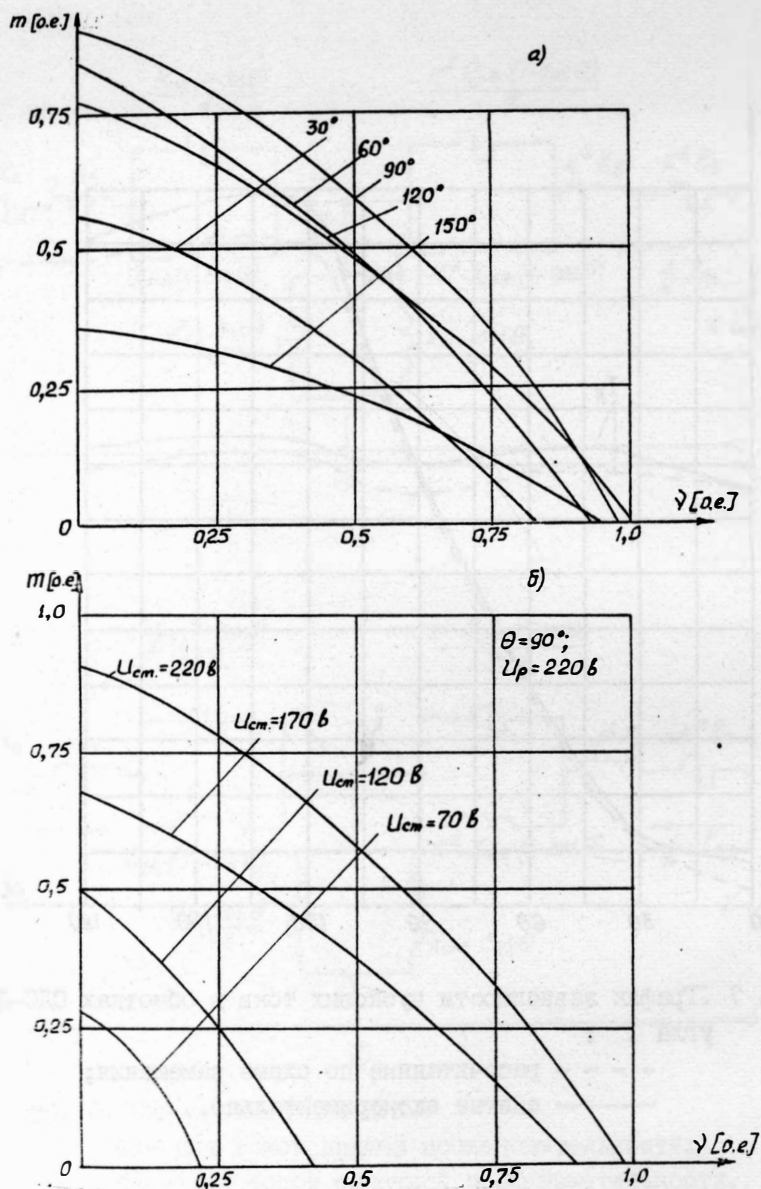


Рис. 6. Механические характеристики ДУПС-63:

- а) - при управлении пространственным сдвигом;
 б) - при амплитудном управлении.

AN ANALYSIS OF THE STEPPING MOTOR - WHAT CAN IT DO?

Sheldon S. L. Chang

State University of New York at Stony Brook
Stony Brook, New York, U.S.A.

INTRODUCTION

The reluctance stepper motor is of interest now primarily as a tape drive for digital computers. However, it may very well become the predominant motor type for digitally controlled speed and positioning systems. The motor has the following advantages:

1. It is rugged and long lasting.
2. It can be built in any size with predictable performance.
3. It has a very high torque to inertia ratio with a maximum acceleration capability well above 10^5 radian/sec² in small sizes.
4. It steps precisely a given angle per pulse, can be made to have as many steps per revolution as any other type of stepping motor of the same size and complexity.
5. It can be positioned continuously in between steps by applying proportioning phase currents.
6. It does not have cogging or backlash.

In summary, the reluctance stepper motor is inherently capable of being accelerated or decelerated quickly to a speed as precise as frequency can be controlled, or being positioned with a very high accuracy either continuously or stepwise.

PRINCIPLE OF OPERATION

Figure 1 illustrates the axial view of a stepper motor. In Fig. 1a there is a permanent magnet in the rotor which causes the axial flux flow as shown by the broken lines. In Fig. 1b the axial flux flow is caused by a circular magnetizing coil shown as MM' in the figure. All the material in the path of flux is magnetic except at the two airgaps.

Figure 2 is a cross-sectional view at section 1-1'. In general, the stator winding is of $2q$ poles per phase, where q is related to the number of stator teeth, S_1 , and number of rotor teeth, S_2 by

$$S_2 = NS_1 \pm q \quad (1)$$

and N is a integer. In Fig. 2, $S_2 = 9$, $S_1 = 4$, $N = 2$ and $q = 1$. The stator tooth surface at the airgap is shaped to match the rotor slots so that there is maximum variation in airgap reluctance as the rotor moves. The two rotor sections I and II in Fig. 1 are displaced rotationally by half rotor tooth pitch, while the two stator sections are lined up. The bottom stator tooth

of Fig. 2 is at the maximum reluctance position while the top one is at the minimum reluctance position. A similar cross sectional view of section 2-2' would show that the top stator tooth is at the maximum reluctance position while the bottom one is at the minimum reluctance position. The same 2q pole stator winding is wound on the two stator sections as a whole.

Consider the instantaneous position as shown in Fig. 2. There is a north-pole flux coming out of the rotor due to either the permanent magnet or the magnetizing coil. The coil AA' is energized with currents going into A and coming out of A', while the coil BB' is not. The m.m.f. produced by coil A causes a shift of rotor flux towards left, and produces an unbalanced counter clockwise torque until the rotor rotates 1/4 rotor tooth pitch and is lined up with the perforations on the surface of the left stator tooth. If AA' is then de-energized, and BB' energized, the rotor moves another 1/4 rotor tooth pitch counter clockwise. The same motion can be continued by either sending two-phase currents into the windings or pulsing the windings in turn.

A similar analysis of section 2-2' of Fig. 1 shows that the fluxes are shifted to the right but the torque produced is in the same direction and reinforces the torque produced in section 1-1'.

PERFORMANCE CALCULATIONS

In the following sections, MKS units are used throughout the paper.
Permeances, Airgap Reactance

Referring to Fig. 2 let θ and θ_2 denote angular positions from a given reference axis 0-X on the stator. Let a rotor axis 0-Y be so selected that if 0-Y is lined up with the center line of a certain stator tooth, its airgap reluctance is then at a minimum in section I and at a maximum in section II. Let θ_2 be assigned to 0-Y. The permeance of a stator tooth with its center line at θ is

$$P = P_0 + P_1 \cos S_2(\theta_2 - \theta) \quad (2)$$

where P_0 and P_1 are calculated from maximum and minimum airgap reluctance η_{\max} , η_{\min} and lamination reluctance per stator tooth η_t :

$$P_0 + P_1 = \frac{1}{\eta_{\min} + \eta_t} \quad (3)$$

$$P_0 - P_1 = \frac{1}{\eta_{\max} + \eta_t} \quad (4)$$

Combining (3) and (4) gives

$$\rho = \frac{P_1}{P_0 + P_1} = \frac{\eta_{\max} - \eta_{\min}}{2(\eta_{\max} + \eta_t)} \quad (5)$$

The ratio ρ as defined by (5) is called flux utilization factor. In equation (2) only the fundamental term of a Fourier series is retained as the harmonic terms are negligible with well designed rotor slots and stator perforations.

At the other section (2-2') the permeance of the corresponding tooth is denoted by \bar{P}

$$\bar{P} = P_0 - P_1 \cos S_2(\theta_2 - \theta) \quad (6)$$

From (2) and (6)

$$P + \bar{P} = 2P_0 \quad (7)$$

Equation (7) shows that the airgap reactance of a stator winding is a constant independent of rotor position.

Let $\theta_{1\lambda}$ denote the position of the λ -th stator tooth. Then

$$\theta_{1\lambda} = \frac{2\lambda\pi}{S_1}, \quad \lambda = 0, 1, \dots, S_1-1. \quad (8)$$

For the present analysis, the winding is assumed to be sinusoidally distributed. That is, if the winding axis is at an angle θ_1 from the reference axis O-X, the number of turns linking the λ -th stator tooth is

$$N_\lambda = N_p \cos q(\theta_{1\lambda} - \theta_1) \quad (9)$$

where N_p is the theoretical peak turns per pole. It is related to the effective turns per pole N_e by

$$N_p = k N_e \quad (10)$$

and $1.273 \leq k \leq 1.414$. The lower figure of k is for an ideal well distributed winding and the higher figure is for the concentrated winding of Fig. 2. (Note: In Fig. 2, N_p is simply the number of turns per coil, and N_e is $0.707 N_p$.)

The total airgap reactance of a two phase winding per phase is

$$L_a = \int_{\lambda=0}^{\lambda=S_1-1} N_\lambda^2 2P_0 = S_1 P_0 N_p^2$$

In general the coupling between phases modifies L_a :

$$L_a = \frac{1}{2} N_\phi S_1 P_0 N_p^2 \quad (11)$$

where N_ϕ is the number of phases.

Instantaneous Operation

Let i_a and i_b denote instantaneous current in the two windings A and B respectively. Let $\theta_{1a} = \theta_1$ and $\theta_{1b} = \frac{\pi}{2q} + \theta_1$. The total m.m.f. produced by the windings at the λ -th stator tooth is

$$\begin{aligned}
M_\lambda &= N_{\lambda a} i_a + N_{\lambda b} i_b \\
&= N_p [i_a \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1) + i_b \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \frac{\pi}{2})] \\
&= N_p i \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \phi)
\end{aligned} \tag{12}$$

where i and ϕ are related to i_a and i_b and i_c , the final form of Equation (12) is still valid. Then i and ϕ are calculated as shown in Fig. 3(b). The total m.m.f. at the λ -th teeth is

$$M_\lambda = M_o + M_1 \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \phi) \tag{13}$$

$$\bar{M}_\lambda = -M_o + M_1 \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \phi) \tag{14}$$

where M_1 denotes $N_p i$.

From (1), the electrical angle $S_2\theta_{1\lambda}$ is

$$\begin{aligned}
S_2\theta_{1\lambda} &= \frac{2\lambda\pi S_2}{S_1} \\
&= \frac{2\lambda q\pi}{S_1} + 2\lambda N\pi = q\theta_{1\lambda} + 2\lambda N\pi
\end{aligned} \tag{15}$$

The instantaneous torque developed is

$$\text{Torque} = \frac{1}{2} \sum_\lambda M_\lambda^2 \frac{dP_\lambda}{d\theta_2} + \frac{1}{2} \sum_\lambda \bar{M}_\lambda^2 \frac{d\bar{P}_\lambda}{d\theta_2} \tag{16}$$

where P_λ and \bar{P}_λ are the permeances of the λ -th stator teeth at the two sections respectively. From (2) and (6)

$$\begin{aligned}
\frac{dP_\lambda}{d\theta_2} &= -P_1 S_2 \sin S_2(\theta_2 - \theta_{1\lambda}) \\
&= -P_1 S_2 \sin (S_2\theta_2 - q\theta_{1\lambda})
\end{aligned} \tag{17}$$

Substitution of (13), (14) and (17) and (16) gives

$$\text{Torque} = -M_o M_1 P_1 S_1 S_2 \sin (S_2\theta_2 - q\theta_1 - \phi) \tag{18}$$

It is assumed that the A.C. windings are open-circuited, and the magnetizing m.m.f. (due to either the permanent magnet or magnetizing coil) at each airgap is M_o . The net flux entering the λ -th teeth from both sections is

$$\phi_\lambda = M_\lambda P_\lambda + \bar{M}_\lambda \bar{P}_\lambda \tag{19}$$

where P_λ and \bar{P}_λ are given by (2) and (6) respectively with θ replaced by $\theta_{1\lambda}$. Substitution of (2), (6), (13) and (14) into (19) gives

$$\phi_\lambda = 2 M_o P_1 \cos S_2(\theta_2 - \theta_{1\lambda}) + 2 M_1 P_o \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \phi) \tag{20}$$

The total flux linkage with winding A is

$$\begin{aligned}
 \lambda &= S_1 - 1 \\
 \phi_t &= \sum_{\lambda=0} N_{\lambda} \phi_{\lambda} \\
 &= 2 M_o P_1 N_p \sum_{\lambda} \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1) \cos (S_2 \theta_2 - q\theta_{1\lambda}) \\
 &\quad + 2 M_1 P_o N_p \sum_{\lambda} \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1) \cos (q\theta_{1\lambda} - q\theta_1 - \phi) \\
 &= M_o P_1 N_p S_1 \cos (S_2 \theta_2 - q\theta_1) + M_1 P_o N_p S_1 \cos \phi \\
 &= M_o P_1 N_p S_1 \cos (S_2 \theta_2 - q\theta_1) + L_a i_a \quad (21)
 \end{aligned}$$

Let v_a denote the instantaneous voltage applied to winding A. Let R_1 and L_x denote the resistance and leakage reactance of each winding. Then

$$v_a - \frac{d\phi_t}{dt} = R_1 i_a + L_x \frac{di_a}{dt} \quad (22)$$

Substituting (21) into (22) gives

$$v_a = e_a + R_1 i_a + (L_x + L_a) \frac{di_a}{dt} \quad (23)$$

where

$$e_a = -M_o P_1 N_p S_1 S_2 \dot{\theta}_2 \sin (S_2 \theta_2 - q\theta_1) \quad (24)$$

Similarly

$$v_b = e_b + R_1 i_b + (L_x + L_a) \frac{di_b}{dt} \quad (25)$$

$$e_b = M_o P_1 N_p S_1 S_2 \dot{\theta}_2 \cos (S_2 \theta_2 - q\theta_1) \quad (26)$$

Equations (18), and (23) to (26) give the instantaneous torque, current, and e.m.f. equations for transient operation. The energy conversion equation is readily verified from (18), (24) and (26):

$$i_a e_a + i_b e_b = \dot{\theta}_2 \times \text{Torque} \quad (27)$$

Steady State Operation

For steady state operation with polyphase voltage source of frequency $f = \omega/2\pi$:

$$i_a = \sqrt{2} I \cos (\omega t + \psi_1) \quad (28)$$

$$i_b = \sqrt{2} I \sin (\omega t + \psi_1) \quad (29)$$

From Figure 3a,

$$i = 2 I \quad (30)$$

$$\phi = \omega t + \psi_1 \quad (31)$$

Since Torque is constant for steady state operation, (18) gives

$$\frac{d}{dt} (S_2 \theta_2 - q\theta_1 - \phi) = 0$$

$$\dot{\theta}_2 = \frac{1}{S_2} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\omega}{S_2}$$

Equation (32) gives the synchronous speed as ω/S_2 which will be denoted as Ω . Equation 24 becomes

$$e_a = \sqrt{2} E_1 \sin(\omega t - \phi_a) \quad (33)$$

where $E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega M_o P_1 N_p S_1$, and ϕ_a is a phase angle. If e_a, i_a are expressed as a phasors E , and I the equivalent circuit per phase can be represented in Figure 4, where L_x , R and V are the leakage reactance and effective resistance per phase, and applied phase voltage respectively. The mechanical power produced is

$$W = N \phi E \cdot I = N \phi E \cdot \frac{V - E}{Z} \quad (34)$$

where $Z = R + j\omega(L_x + L_a)$. The maximum power and maximum torque occurs when E is in phase with V/Z :

$$W_{\max} = N \phi \left[\frac{EV}{Z} - \frac{E^2 R}{Z^2} \right] \quad (35)$$

The torque and maximum torque can be calculated from (34) and (35) by the relation

$$\text{Torque} = \frac{W}{\Omega} = \frac{S_2 W}{\omega} \quad (36)$$

The steady state performance of the motor can be readily calculated from Fig. 4 and (34) by assuming different relative phase between V and E .

PERFORMANCE LIMITATIONS

Number of Steps per Revolution

From (18), the torque vanishes if $S_2 \theta_2 = q\theta_1 + \phi$. Since θ_1 is constant,

$$\Delta \theta_2 = \frac{\Delta \phi}{S_2}$$

Consequently

$$\text{Number of steps} = S_2 \times \text{Number of } \phi \quad (37)$$

The number of ϕ 's can be readily determined from Fig. 3. There are either 4 or 8 positions of ϕ for a two phase winding and 6 or 12 positions of ϕ for a three phase winding. The latter operation can be obtained as follows:

TABLE I		Three Phase Y, 12 positions				
i_a	1	1	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	-1
i_b	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	1	1	1
i_c	$-\frac{1}{2}$	-1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	0
ϕ	0°	30°	60°	90°	120°	150°

The other six positions are obtained by reversing the current flow. Equation (37) becomes

$$\text{Number of steps} = 12 S_2 \quad (38)$$

Maximum Torque Versus Rotor Diameter

As shown in (18), the maximum torque produced is

$$T_{\text{Max}} = M_o M_1 P_1 S_1 S_2 \quad (39)$$

Equation (39) can be rewritten as

$$T_{\text{Max}} = \frac{M_o M_1}{(M_o + M_1)^2} \cdot \frac{P_1}{P_o + P_1} [(P_o + P_1)(M_o + M_1) S_1] (M_o + M_1) S_2 \quad (40)$$

In a typical design

$$(P_o + P_1)(M_o + M_1) S_1 = 0.4 \pi D W_1 B_m$$

$$(M_o + M_1) = B_m \delta / \mu_o$$

$$\delta = \frac{\pi D}{23 S_2}$$

$$\frac{P_1}{P_o + P_1} = \frac{2}{7}$$

$$W_1 = D/2$$

where D is the rotor diameter, W_1 is the stack per section, δ is the minimum airgap, B_m is the maximum local flux density in the airgap, and $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ is the permeability of free space. Substituting the above relations into (40) gives

$$T_{\text{Max}} = 1.95 \times 10^4 \frac{M_o M_1}{(M_o + M_1)^2} B_m^2 D^3 \quad (41)$$

The maximum value of $M_o M_1 / (M_o + M_1)^2$ is $\frac{1}{4}$, and $B_m = 1.5$ weber/m² in a practical design. Substituting these values into (41) gives

$$T_{\text{max}} = (22D)^3 \text{ newton-m} \quad (42)$$

where D is the rotor diameter in meters.

Maximum Acceleration Versus Rotor Diameter

The rotor inertia is

$$J = \frac{1}{2} \pi D^2 W_1 \rho_1 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad (43)$$

Dividing (41) by (43) gives the angular acceleration as

$$\alpha_{\text{max}} = \frac{T_{\text{max}}}{J} = 2 \times 10^5 \frac{M_o M_1}{(M_o + M_1)^2} \cdot \frac{B_m^2}{\rho_1 D^2} \quad (44)$$

Using the same values of B_m and M_o/M_1 , and $\rho_1 = 7860$ Kg/m³ (44) becomes

$$\alpha_{\text{max}} = \frac{14.3}{D^2} \quad (45)$$

Equations (42) and (45) can be rewritten as

$$D = 0.045 T_{\max}^{1/3} \quad (46)$$

$$\alpha_{\max} = 6.9 \times 10^3 T_{\max}^{-2/3} \quad (47)$$

Equations (46) and (47) are plotted in Fig. 5, which gives the required rotor diameter and maximum angular acceleration as a function of the maximum motor torque.

Maximum Speed

The maximum operating speed of the motor is limited by the high frequency properties of the stator and rotor laminations used. Usually the stator teeth reluctance increases with frequency and consequently the flux utilization ratio is reduced. Another limitation is that part of the iron losses acts as a drag on the motor shaft.

The motor would fail to start if high frequency current is applied directly to the motor when it is still at rest. However it can be started by relatively low frequency currents, and accelerated by increasing the frequency at a rate within maximum acceleration limits.

OPERATION AS A SERVOMOTOR

The motor can be used as a servomotor for continuous speed and position control. To facilitate discussion, it will be assumed that the reference axis is selected so that $\theta_1 = 0$ in equation (18).

Steady State Operation

For speed control under steady state operation

$$\Omega = \frac{2\pi f}{S_2}$$

Therefore, the accuracy in speed is as good as that in frequency, and the motor speed can be obtained by measuring the frequency. No tachometer feedback is needed.

For position control, the best system appears to be a digital - analog system where a large change in position is obtained by pulsing the windings and the final adjustment or a small change in position is obtained by adjusting ϕ . The accuracy for position control with this motor alone is comparable to a S_2 -speed dual-speed synchro system. The coarse position reading can be obtained by counting pulses and the fine position reading can be obtained by two Hall generators placed 90° electrical degrees apart near the airgap as indicated by H_1 and H_2 in Fig. 2.

Transient Property

To keep proper control of the motor, $\phi - S_2 \theta_2$ is kept within a range of $\pm 70^\circ$. Equation (18) can be written as

$$J \ddot{\theta}_2 + K_F \dot{\theta}_2 = T_m \sin(\phi - S_2 \theta_2) \quad (48)$$

In Fig. 6 equation (48) is represented as a slightly nonlinear second order system with ϕ and θ_2 as the input and output variables. The input variable ϕ is varied by varying the phase currents i_a and i_b as shown in Fig. 3. The appropriate controller for a simple nonlinear system as illustrated in Fig. 6 is well known in feedback control theory.

CONCLUSION

The advantages of the stepping motor as a digitally controlled servomotor stated in the introductory section will now be substantiated in view of the material presented here:

The motor is rugged and long lasting especially when it is built as shown in Fig. 1b. There is no moving contact and the rotor is made entirely of laminated steel. Furthermore, there is very little stress along the axial direction. The magnetic pull radially is balanced for a motor of 4 or more poles.

Items 2, 3, 4 and 5 are obvious from the performance equations, Fig. 5, Table 1, and Figs. 3 and 6.

The motor does not have cogging because the very factor, tooth harmonics, which causes cogging is used to generate the main torque. It cannot have backlash because the motor runs precisely and smoothly at very low speeds without using gears.

In addition to showing the advantages of the stepping motor as a servomotor, the following means for predicting its performance are also developed:

1. Synchronous speed and number of steps per revolution, (32) and (38).
2. An equivalent circuit for steady state a.c. operation, (Fig. 4).
3. An equation for maximum synchronous torque, (35) and (36).
4. An equation for instantaneous torque, (18).
5. Maximum angular acceleration and rotor diameter as a function of maximum torque, (Fig. 5).
6. Transient characteristics when the motor is operated as a continuous servomotor.

The advantages of the stepping motor as a digitally controlled servomotor stated in the introductory section are fully substantiated by the analysis.

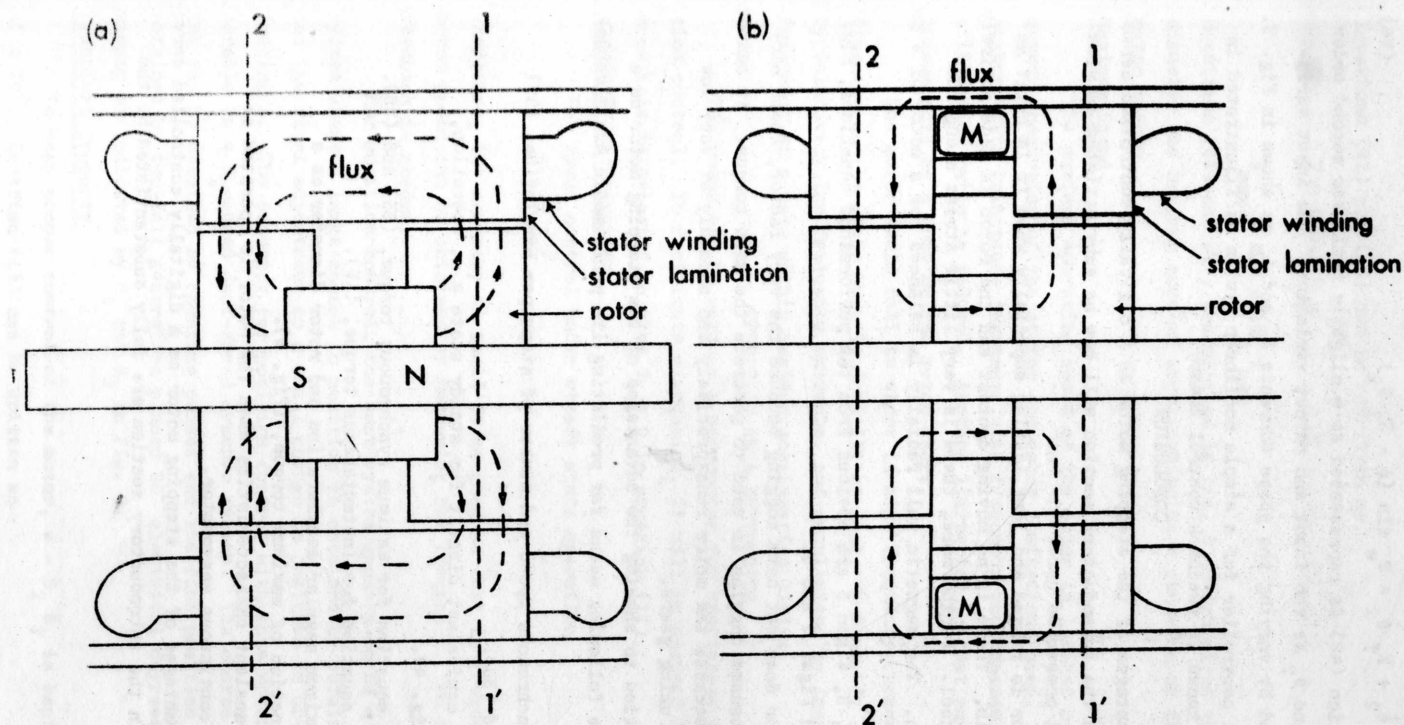


Figure 1. Axial cross-sectional view of reluctance stepper motor.
 (a) permanent magnet type (b) magnetizing coil type

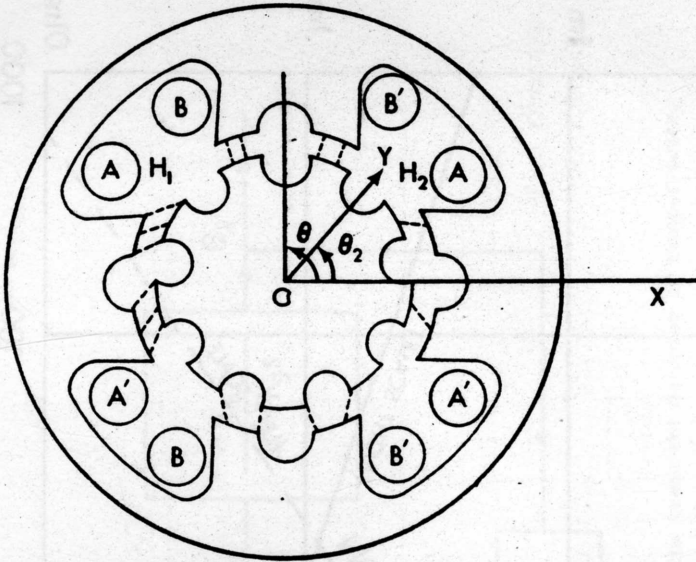


Figure 2. Cross-sectional view at section 1-1'. The broken lines in the airgap represent flux.

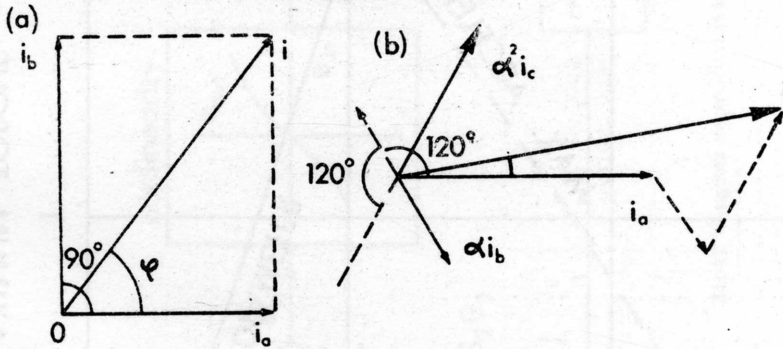


Figure 3. Calculation of the resultant current i and its space phase angle ϕ from instantaneous winding currents. In (b) both i_b and i_c are negative.

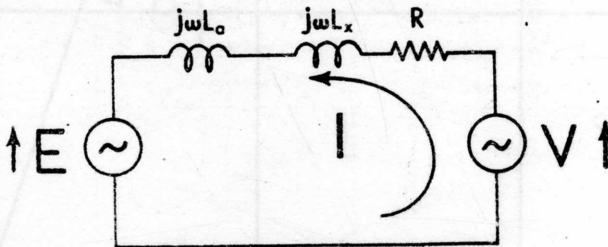


Figure 4. Steady state a.c. equivalent circuit.

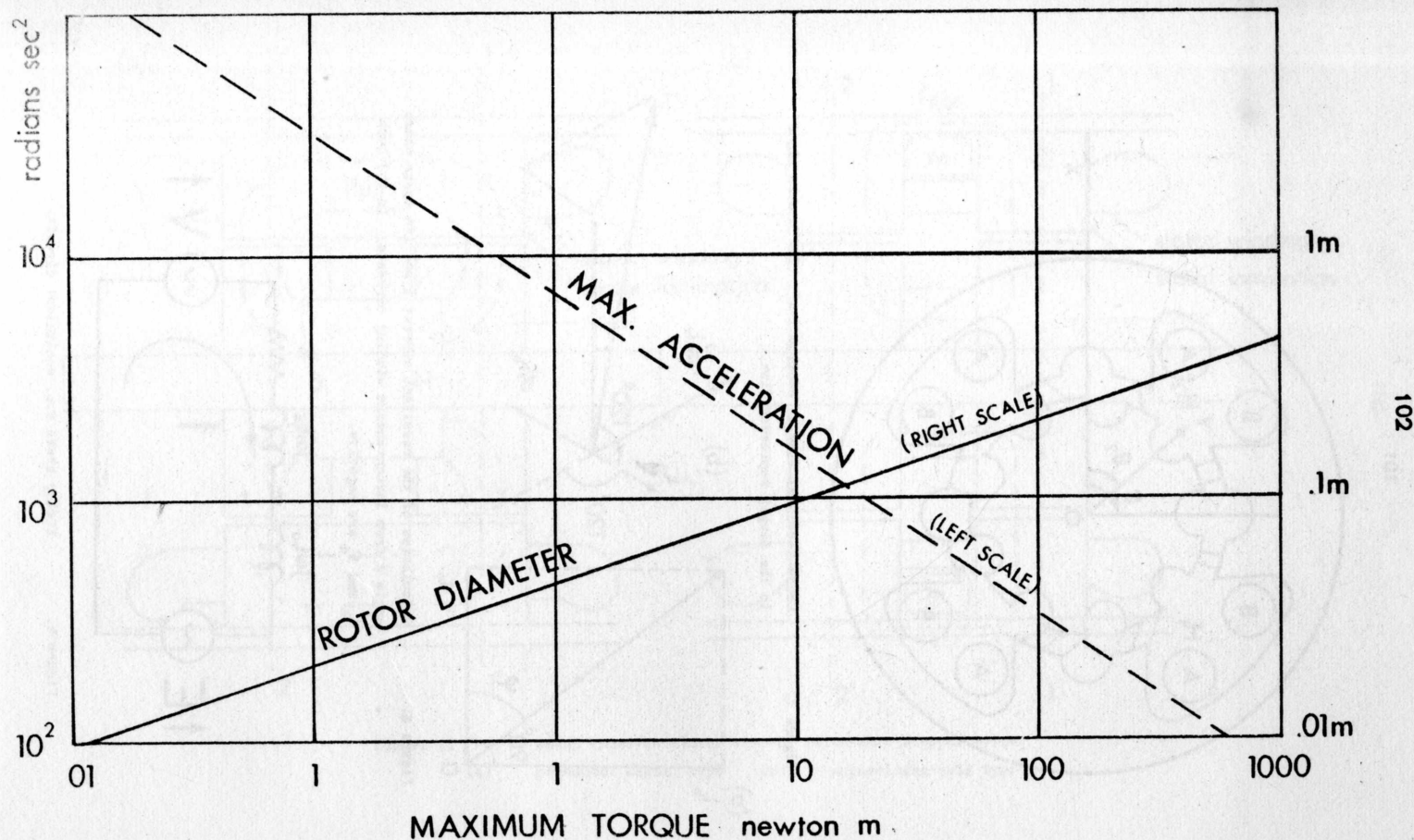


Figure 5. Rotor diameter and maximum acceleration as a function of maximum torque.

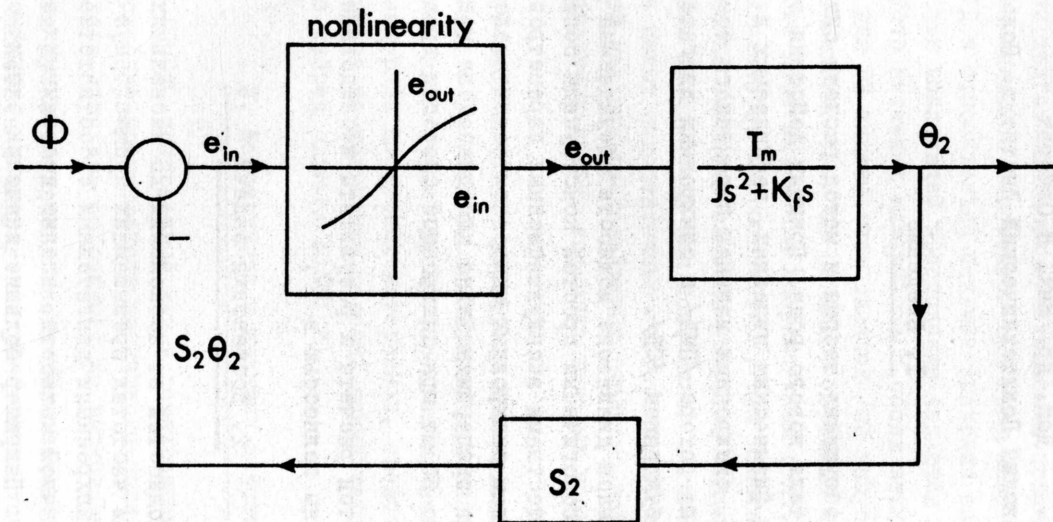


Figure 6. Block diagram representation of the transient behavior of stepper motor.

СИНХРОННЫЙ МИКРОЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ НОВОГО РОДА

Доц. др. инж. Е.Овчарек

Варшавский Политехнический Институт. Польша.

1. Введение

В докладе обсуждена теория и метод расчета синхронного микроэлектродвигателя нового рода. Принцип действия этого двигателя обоснован на физических явлениях, наблюдаемых в гистерезисных двигателях /ГД/, синхронных машинах переменного тока с постоянными магнитами на роторе /ПМД/ и синхронных двигателях с электромагнитным возбуждением /СД/.

В определенном диапазоне мощности обсуждаемый двигатель /ГПМСД/ при технологически простой конструкции обладает значительными преимуществами эксплуатационных параметров по отношению к другим видам синхронных микроэлектродвигателей. Теория двигателя проверена экспериментально для диапазона мощности от нескольких до около 50 вт при синхронной скорости вращения 15 000 об/мин.

Теория, метод расчета и результаты исследований построенных моделей приведены полностью в ¹⁰.

2. Постановка задачи

Диапазон мощностей от нескольких до нескольких десятков ватт особенно при частотах превышающих промышленную недостаточно перекрывается синхронными двигателями с соответственно высокими значениями единичной мощности, вполне достижимыми за пределами этого диапазона. Например большие значения единичной мощности ГД наблюдаются для мощностей до нескольких ватт и промышленной частоты, а с увеличением мощности и частоты они уменьшаются. В то же время ПМД приобретают относительно большие значения единичной мощности при полезных мощностях свыше 100 вт.

Анализ этих закономерностей приводит к заключению, что их

причиной являются физические свойства магнитно активных материалов применяемых в упомянутых двигателях. Возникает мысль объединения в одном двигателе характеристических преимуществ этих машин, которыми являются самозапуск при предельно простой конструкции ротора ГД и относительно большее значение единичной мощности ПМД. Трудностью подлежащей преодолению являются принципиальные разницы свойств активных материалов в обоих этих двигателях. Оптимальные для ГД сплавы типа викалой /не выпускаемые к тому же польской промышленностью/ не обладают хорошими свойствами в режиме постоянного намагничивания напряжениями поля, которые могут быть созданы статором микродвигателя; при намагничивании же извне двигателя их свойства заметно уступают получаемым при типичных материалах применяемых для постоянных магнитов, которые в свою очередь имеют недостаточные гистерезисные свойства, определяемые формой частных гистерезисных шлейфов, получаемых при напряжениях магнитных полей, создание которых возможно в микродвигателе.

Таким образом создание двигателя совмещающего преимущества ГД и ПМД зависело от подбора магнитного материала обладающего соответствующими свойствами. После определения этих свойств и проанализирования ряда доступных материалов, свойства которых позволяли надеяться на получение хороших результатов, в качестве оптимального избран $\text{CuNiFe } 40 \ 40 \ 20$.

3. Конструкция и принцип действия

Статор ГПМСД, построенный как в асинхронном двигателе, обеспечивает создание вращающегося магнитного поля. Ротор построен в виде гладкого цилиндра собранного из дисков $\text{CuNiFe } 4040 \ 20$.

Во время пуска двигателя необходимо соблюдение пускового режима, заключающегося в вынуждении увеличения тока протекающего через обмотки статора, что ведет к увеличению н.с. статора и получению перемагничивания материала ротора вдоль предельного шлейфа гистерезиса. Вынуждение увеличения тока во время пускового режима возможно несколькими методами приведенными в ¹⁰. После включения двигателя материал ротора подвергается перемагничиванию, в результате чего возникает гистерезисный пусковой момент. Предельный гистерезисный шлейф применяемого материала не обладает

оптимальными свойствами с точки зрения создаваемого момента, так как коэффициент его выпуклости ⁴ невелик. Кроме того вследствие конструкции ротора являющегося почти полным /за исключением вала/ цилиндром выступает явление кругового перематгничивания уменьшающее гистерезисный момент. Несмотря на это значение пускового момента достаточно - оно даже несколько превышает значение номинального момента за счет увеличения тока статора до значений во много превышающих допустимые по термическим условиям во время длительной эксплуатации машины. Это увеличенное значение тока однако допустимо кратковременно в течение пускового режима обеспечивающего постоянное намагничивание материала ротора. Время пускового режима должно обеспечивать протекание увеличенного тока в течение около 10 циклов по вхождению двигателя в синхронизм. По истечении этого времени напряжение питания двигателя уменьшается до номинального значения и пусковой режим считается оконченным.

По окончании пускового режима ротор двигателя оказывается намагниченным в радиальном направлении. Двигатель приобретает свойства ПМД отличаясь от него тем, что намагничивание происходит после вхождения ротора в синхронизм, вследствие чего отсутствует характеристическое явление стабилизации магнита противовключением, наблюдаемое в обычных ПМД. Благодаря этому двигатель ГПМСД может развивать на валу большие единичные мощности.

Основные разницы ГПМСД и перевозбужденного ГД подробно рассмотренные в ¹⁰ состоят в различии толщины слоя активного материала ротора, а там самым распределения магнитного потока и в различии требований к самому материалу, важнейшим свойством которого должна быть возможность получения предельного шлейфа гистерезиса в условиях поля двигателя при пусковом режиме, а не получения максимального коэффициента выпуклости этого шлейфа в режиме номинальной работы двигателя.

Режим номинальной работы, в котором двигатель можно нагружать от холостого хода до выпадения из синхронизма, начинается по окончании пускового режима. В режиме номинальной работы ГПМСД можно рассматривать как двигатель обладающий постоянными магнитами на роторе, однако нельзя сказать о нем как о типичном ПМД что это "синхронная машина с непрерывно включенным возбуждением".

В ГПМСД "возбуждение включается" после вхождения двигателя в синхронизм, так как это имеет место в случае СД. Конструкция ротора рассматриваемого двигателя похожа также на применяемую в СД с неявновыраженными полюсами. Применение к рассматриваемому двигателю теории этого последнего рода машины позволяет четко объяснить происходящие в нем физические явления и вывести расчетные зависимости обоснованные на векторных диаграммах дающие достаточно точные результаты.

Рабочую точку на кривой размагничивания материала ротора можно определить как для двигателя ПМД исходя из шлейфа гистерезиса полученного во время пускового режима. Эта точка определит значение магнитного потока ротора при холостом ходе и э.д.с. соответствующей э.д.с. холостого хода СД.

Номинальное напряжение питания двигателя следует избрать несколько большим от найденного значения э.д.с. возбуждаемой ротором. Разница значений этой э.д.с. и напряжения питания соответствует степени недовозбуждения СД. Геометрическая разница этих двух величин состоящая из падений напряжения на резистансе и синхронном реактансе определяет как видно по векторной диаграмме ток потребляемый двигателем. Этот ток создает н.с. статора суммирующуюся с н.с. ротора в результирующую н.с. соответствующую результирующей /целевой/ э.д.с. в СД. При недовозбуждении СД и холостом ходе н.с. статора находится под острым углом к н.с. ротора и ее влияние подмагничивающее. С увеличением нагрузки двигателя, как в каждой синхронной машине, угол между н.с. статора и ротора, а тем самым угол между э.д.с. холостого хода ротора и напряжения сети называемый углом нагрузки синхронного двигателя φ увеличивается. В определенном моменте угол между н.с. ротора и статора приобретает значение $\frac{\pi}{2}$. От этого момента при дальнейшем увеличении нагрузки появляется составляющая н.с. статора размагничивающая ротор. Тут опять проявляется принципиальная разница ГПМСД и СД: размагничивающее действие составляющей н.с. статора не может быть скомпенсировано увеличением тока возбуждения ротора. Рабочая точка начинает передвигаться вниз вдоль кривой размагничивания материала ротора до места определенного максимальным значением произведения $(\Phi \omega)_{\max}$; после перехода через эту точку машина выпадает из синхронизма.

Диапазон возможных нагрузок двигателя можно таким образом разбить на поддиапазон нагрузок не вызывающих размагничивания ротора намагниченного во время пускового режима, который при правильно избранном отношении напряжения питания и э.д.с. является преобладающей частью всего диапазона и остальной небольшой поддиапазон мощностей вызывающих размагничивание ротора. В этом втором поддиапазоне уменьшению нагрузки соответствует движение рабочей точки вдоль прямой возврата, начало которой находится в точке соответствующей последнему значению растущей нагрузки. В этом поддиапазоне двигатель подобен перевозбужденному ГД. Перемещение рабочей точки вдоль прямой возврата ведет к тому, что поток возрастает медленнее чем уменьшался и не может создать э.д.с. равной э.д.с. холостого хода даже при полной разгрузке двигателя. Потребляемый двигателем ток не достигает наблюдаемых ранее меньших значений. Работа двигателя в этом поддиапазоне хотя и возможна, но не может рекомендоваться.

Использование в качестве рабочей точки, точки лежащей на кривой размагничивания, а не на прямой возврата определенной явлением противовключения при асинхронном пуске ПМД, позволяет на получение в ГПМД более высоких значений э.д.с. холостого хода, а благодаря этому и полезной мощности при соответственно низких значениях потребляемого тока.

4. Векторные диаграммы

Для характеристических режимов работы ГПМСД — идеального холостого хода, нагрузки не вызывающей размагничивания ротора и максимальной нагрузки, выше которой двигатель выпадает из синхронизма, можно составить векторные диаграммы как для недовозбужденной синхронной неявнополусной машины ?.

Векторная диаграмма для идеального холостого хода приведена на рис. I. Параметры изменяющиеся с нагрузкой обозначены индексом "0". Поскольку $\varphi_0 = 0$ напряжение питания U_f совпадает по направлению с э.д.с. холостого хода $E_{\text{тог}}$. Разница между ними — падение напряжения на синхронном импедансе $I_0 Z_s$ состоящее из $I_0 R$ и $I_0 X_s$. Синхронный реактанс X_s состоит из реактанса реакции

якоря X_{as} и реактанса рассеяния обмотки статора X_1 . В ГПСД X_{as} зависит от магнитной проводимости материала ротора и поэтому принимает значения подавляющие превосходящие X_1 . Расчеты нескольких вариантов двигателя показали, что X_1 порядка 1 % X_{as} . Поэтому вектор внутренней /целевой/ э.д.с. E_{wo} можно провести как на рис. 1. Н.с. θ_{mo} и θ_{wo} соответствующие э.д.с. E_{mo} и E_{wo} определяют их на $\frac{\pi}{2}$, а н.с. реакции якоря θ_{to} соединяющая их концы суммируется с θ_{mo} и действует подмагничивающе. Направление θ_{to} определяет направление тока холостого хода I_0 и коэффициент мощности идеального холостого хода $\cos \varphi_0$.

Векторная диаграмма для максимальной нагрузки не вызывающей размагничивания ротора приведена на рис. 2. Параметры изменяющиеся с нагрузкой обозначены индексом "р". Поскольку отсутствует размагничивание ротора величина E_{mo} не изменилась по отношению к рис. 1, а угол нагрузки φ_r равен углу φ_r так как в этом случае как видно из диаграммы θ_{tr} и θ_{mo} составляют угол $\frac{\pi}{2}$, так же само как и соответствующие им векторы $I_r X_s$ и E_{mo} . Величины и направления остальных векторов упомянутых при обсуждении рис. 1. получаются непосредственно из конструкции диаграммы.

Векторная диаграмма для максимальной нагрузки, увеличение которой ведет к выпадению ГПСД из синхронизма, приведена на рис. 3. Параметры изменяющиеся с нагрузкой обозначены индексом "m". С увеличением угла нагрузки φ свыше значения φ_r угол между θ_{mo} и θ_{tm} становится меньше чем $\frac{\pi}{2}$ вследствие чего появляется составляющая θ_r от θ_{tm} направленная встречно к θ_{mo} которая размагничивает ротор. Поскольку этого размагничивания нельзя скомпенсировать э.д.с. возбуждаемая ротором уменьшается по отношению к E_{mo} при максимальной возможной синхронической нагрузке, соответствующей точке $(BH)_{max}$ на кривой размагничивания материала ротора, поток приобретает значение Φ_{dm} /которое можно легко рассчитать/ соответственно э.д.с. - значение E_{mm} и н.с. - значение θ_{mm} . На диаграмме пунктирной линией и буквами со знаком ' обозначена ситуация, которая была бы в случае отсутствия размагничивания, а сплошными линиями - действительная ситуация. По диаграмме видно, что и в этом случае $\varphi_{\pi} = \varphi_m$.

Из сравнения диаграмм рис. 1, 2 и 3 вытекает, что при нагрузке двигателя от холостого хода до максимума с увеличением угла нагрузки α увеличивается потребляемый двигательный ток, а коэффициент мощности определенный углом φ увеличивается до момента начала размагничивания ротора, а потом опять начинает уменьшаться.

5. О методе расчета

Метод расчета ГПМСД при заданной полезной мощности и предпосылке максимального использования активных материалов /достижения допустимого перегрева/, обоснованный на принципе его действия и конструкции векторных диаграмм, приведен подробно в ¹⁰. Из-за ограниченного объема доклада обсудим исключительно принцип компоновки этого метода.

Объем активного материала ротора вычисляем согласно соответственно модифицированному методу ¹. После определения этого объема и принятия геометрии статора расчет магнитной цепи и оценку ее насыщения производим классическими методами ^{2,3} с учетом параметров пускового режима. Характеристические данные ротора после намагничивания вычисляем по ¹, однако учитывал отсутствие явления стабилизации магнита. Конструкцию обмотки, обмоточные данные, синхронные реактансы резистанс и импеданс можно вычислить классическими методами.

После определения значений упомянутых величин можно вычислить электрические и механические параметры ГПМСД.

Величину тока необходимого для намагничивания ротора в течение пускового режима определяем по н.с. необходимой для получения заданного /предельного/ шлейфа гистерезиса материала ротора.

Пусковой момент, являющийся гистерезисным моментом в течение форсированной н.с. во время пускового режима, рассчитываем по формулам для ГД с учетом явления кругового перемагничивания ⁴ до 6 и ¹⁰.

Углы нагрузки, токи и коэффициенты мощности для характеристических режимов работы ГПМСД находим из формул выведенных в 10 на основании векторных диаграмм. Соотношения полученные из этих диаграмм могут быть применены к количественному, а не только как обычно качественному анализу благодаря тому, что упрощающие предпосылки принимаемые обычно при составлении диаграмм являются реальными условиями работы ГПМСД, например предпосылка отсутствия магнитного насыщения в этом двигателе реальна из-за необходимости обеспечить проводимость для потока пускового режима, благодаря чему при номинальном режиме машина работает на ненасыщенном отрезке характеристики намагничивания статора.

Внутреннюю электромагнитную мощность, равно как и полезную мощность, определяем известными методами для СД согласно 7.

Для проверки расчета с точки зрения допустимого перегрева машины на основании рассуждений 9 и 10 определяем максимальные значения допустимой н.с. и потребляемого тока I_t . Если $I_t \geq I_m$ то активные материалы двигателя не использованы полностью, следует уменьшить размеры статора.

Если $I_t < I_p$ - размеры статора следует увеличить с целью уменьшения использования его активных материалов и улучшения условий теплоотдачи машины.

Самым удачным соотношением, к которому следует свести расчеты путем соответствующего подбора размеров двигателя является $I_t = I_p$ в этом случае вычисленное значение тока можно принять за номинальное I_n по причинам понятным из вышеизложенного принципа действия двигателя и происходящих в нем физических явлений.

Имея номинальное значение тока вычисление остальных номинальных параметров двигателя не представляет особых затруднений.

6. Модельные двигатели

С целью проверки теории и предлагаемого метода расчета ГПМСД построены 7 модельных двигателей различных мощностей. Примененные магнитные материалы и полученные электромеханические параметры тщательно и всесторонне исследованы при применении

специально разработанных методов. Полный отчет относительно этих испытаний и обоснование методов исследования приведены в ⁸ и ¹⁰.

На основании характеристик: намагничивания, холостого хода, пускового /гистерезисного/ момента, нагрузки после намагничивания, полезной мощности и потребляемого тока, коэффициентов мощности и полезного действия, генерируемой намагниченным ротором э.д.с. и др. определены электромеханические параметры исследуемых двигателей и их значения сравнены со значениями полученными из расчета.

7. Выводы

Отличительной чертой теории и основанного на ней метода расчета ГПМСД является то, что во время работы наблюдаются в нем физические процессы свойственные разным видам электродвигателей.

Пусковой режим и вычисление пускового момента должны в этом двигателе рассматриваться на базе теории ГД однако при учете явлений кругового перемагничивания не выступающего как правило в современных правильно запроектированных ГД.

Номинальный режим синхронной работы проявляет некоторые аналогии с явлениями в ПМД. Основная разница состоит в отсутствии размагничивания ротора при противовключении в течение запуска. Эта именно разница позволила использовать для ГПМСД самые достоверные фрагменты теории ПМД.

Дискуссию явлений происходящих при изменениях нагрузки двигателя и вычисление большинства электромеханических параметров оказалось возможным провести на базе теории недовозбужденного СД с неявнополюсным ротором. Эта теория соответственно модифицированная позволила проще всего объяснить физические явления в ГПМСД, а выведенные на ее основе расчетные формулы отличаются большой точностью результатов по отношению к результатам экспериментальных исследований.

Литература

- I. Балагуров В.А. - Электрические машины с постоянными
Галтеев Ф.Ф. магнитами
Ларионов-А.Н. Энергиз 1964
2. Dubicki B. - Maszyny Elektryczne tom I PWN 1958
3. Dubicki B. - Maszyny Elektryczne tom III PWN 1964
4. Горжевский И.И. - Характеристики материала ротора гисте-
резисного электродвигателя
Вестник Электропром 6/1957
5. Горжевский И.И. - Исследования характеристик магнитно
твердых материалов при эллиптическом
перемагничивании
Научн. докл. высшей школы Электромех.
и автоматики I/1958
6. Jaeschke H.E. - Magnetische Wechsel - und Drehhysterese
Archiv für Elektrotechnik 37/1943
7. Jezierski E. - Maszyny synchroniczne PWT 1951
8. Owczarek J. - Badanie maszyn miniaturowych
Rozprawy Elektrotechn. 3/1961
9. Owczarek J. - Zarys współczesnej teorii sełsynów
nadawczo odbiorczych
Rozprawy Elektrotechn. 4/1964
10. Owczarek J. - Mikrosilnik synchroniczny magnesowany
podczas rozruchu PWN 1968.

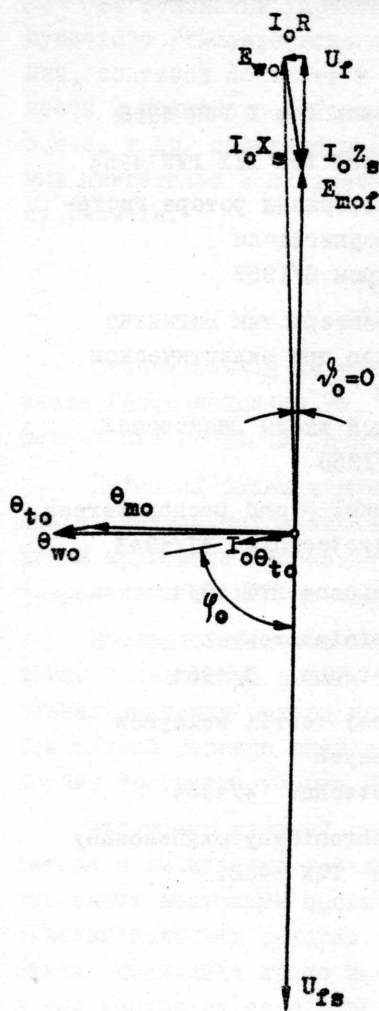


Рис. 1.

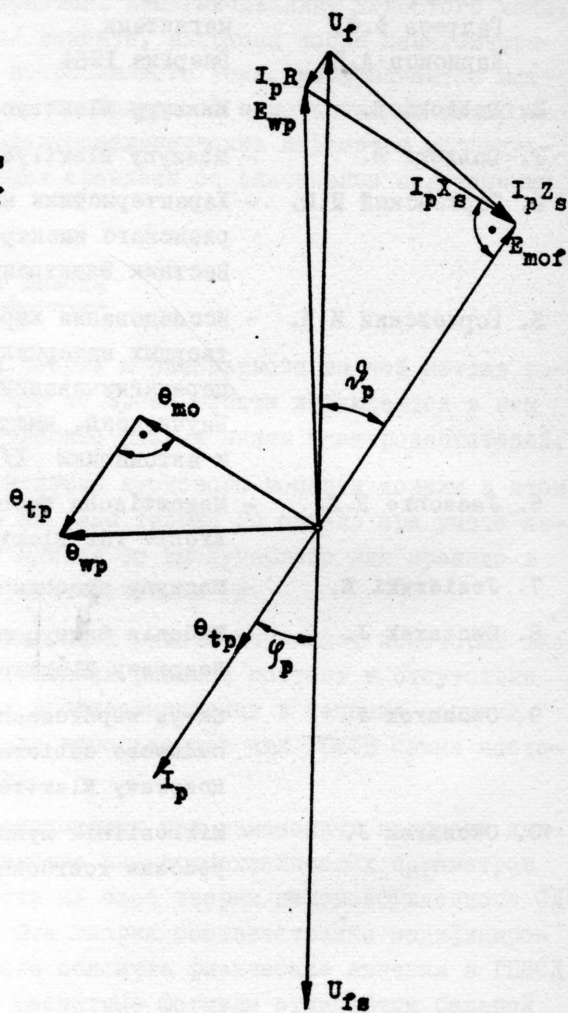


Рис. 2.

FACTORS INVOLVED IN THE ANALYSIS AND DESIGN OF D.C. LINEAR ACTUATORS

C.W. Green and R.J.A. Paul,
Institute of Engineering Control,
U.C.N.W.,
Bangor,
U.K.

Synopsis

Two basic forms of d.c. linear actuators are described. The first of this type is one having a multi-polepiece field assembly which is most suitable for a wide range of displacement whilst the second is based on a circular cylindrical field unit and suitable for a more restricted range of displacement. Flux patterns are considered in detail and experimental results compared with theoretical figures. The output force is then derived from a knowledge of the flux distribution and some representative results are presented. It is shown that the d.c. linear actuator is an attractive proposition due to its flexible force/current relationships and relative ease of control.

List of Principal Symbols \bar{A} - magnetic vector potential \bar{B} - magnetic flux density \bar{H} - magnetic field strength \bar{J} - current density B_r - radial component of flux density B_z - horizontal component of flux density h_1, h_2, h_3, h_4 - finite difference mesh lengths r - distance from axis of symmetry to gridpoint 0 ν - reluctivity A_0, A_1, A_2, A_3, A_4 - gridpoint potentials $\gamma_0, \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ - constants relating to grid mesh J_1, J_2, J_3, J_4 - current density in areas of general mesh $\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4$ - reluctivity values in areas of general mesh F - force I - current l - length T_M - effective time constant of actuator K_M - actuator constant x - displacement s - complex variable

1. Introduction

Many industrial applications require output force and linear movement from an actuator at velocities less than, say, three metres per second. The traverse movement, which may range from a couple of millimetres to several metres, could include such applications as the operation of lift doors, mechanical valves etc. A paper by Nix and Laithwaite¹ discusses the feasibility of employing linear induction motors, operating from a polyphase supply, where efficiency is not of prime importance.

This paper is concerned with the suitability of direct current machines to such applications and, in particular, the factors which influence the choice of field system.

Direct current linear machines retain the variety of force/velocity characteristics common to d.c. machines, and when used in conjunction with a simple bridge consisting of two diodes and two SCR's may be controlled in either direction from a single phase supply. The most common form of d.c. linear actuator is the ordinary solenoid relay, where output movement seldom exceeds two millimetres. These devices are commonly of a bistable nature and consume powers in order to retain the armature in either one or both of its positions. A d.c. linear motor capable of operation over extended distances was developed by Ratcliff and Griffiths² and the multipolepiece structure discussed in this paper is a further development of this machine. A practical disadvantage is the need to provide a winding with an associated linear commutator over the entire length of the armature which must extend to the full limit of the required travel. Where the traverse required exceeds that obtainable from a solenoid but is not sufficient to justify an extended linear commutator, it is possible to employ an encapsulated armature which is free from the need for brushes. Such an armature and field unit arrangement is not unlike that illustrated by Tustin³. However, in those applications in which the flexibility of force/velocity characteristics of d.c. machines together with the relative ease of control is an essential requirement, the d.c. linear actuator is an attractive proposition despite the disadvantage of the extended linear commutator.

Some of the factors involved in the design and analysis of two basic forms of a d.c. linear actuator are discussed in this paper.

2. Construction and Principle of Operation

The structure of the machine is such that it produces linear thrust and movement over extended distances from the interaction of current carrying conductors lying in a magnetic field. Fig. 1 illustrates two of the possible arrangements by which this may be achieved. In each example the stationary member is the armature and the mobile carriage is the main field producing system or field unit. The multi-polepiece structure of Fig. 1a has the advantage that the armature may be supported at regular intervals by a central web plate beneath it. If the distance to be traversed is restricted such that the armature may be adequately supported at each end alone, then the machine illustrated in Fig. 1b may be employed. This machine has a significant improvement in the efficiency of its field system and is more readily analysed. In each case the armature consists of a single layer surface winding, bonded to a mild steel core of circular cross-section, the outer face of the winding is machined to expose the copper so providing a linear commutator.

2.1 The Multi-Polepiece Field Unit

This consists of a number of mild steel polepieces, each of which has a field winding surrounding it, which are placed equi-distant around the armature. The windings are connected so that each produces flux in the same direction in the two pole machine as illustrated in Fig. 2a. The path of this main field flux is completed via the end plates, pole shoes, airgap and armature core. Flux entering the armature radially beneath the pole shoe, cuts orthogonally the tangential current flow in the armature surface winding, producing a longitudinal component of force in the same direction at each pole. The resultant movement of the field unit over the armature, means that at any instant in time conduction is taking place through only a small part of the armature winding. This enables a lighter gauge of wire to be employed since the mild steel core acts as a heat sink.

2.2 A Circular-Cylindrical Field Unit

This arrangement consists essentially of two short cylindrical field coils which encompass the armature in the manner shown in Fig. 1b. The field winding is enclosed by a mild steel outer cylinder and two end plates which form the return path for the flux, as illustrated in Fig. 2b.

Main field flux is established by these windings in the armature core and it has a return path which embraces the airgap, the pole shoes, end plates and outer steel shell. Thrust and movement of the field unit again results from the interaction of this flux and the armature current carrying conductors in the airgap beneath the pole shoes. This configuration has angular symmetry about the central longitudinal axis of the armature core resulting in the following advantages.

(i) The armature of circular cross-section utilizes all the armature winding between the brushes without the need for end turns.

(ii) A uniform flux density distribution around the armature circumference is achieved for a minimum end plate area.

(iii) Accurate location of the field unit about the armature is possible which maintains a uniform airgap length beneath the pole shoes and thus neutralizing the component of magnetic attraction which exists between the armature and field unit.

3. Factors in Design - Leakage Fields

Flux leakage from the machines can be roughly divided into two areas of study. The first is the flux leakage from the individual members of the field unit such as pole shoe, end plate, etc., while the second area is concerned with the additional losses which arise out of the axial flux flow within the armature and the discontinuity which exists in the machine structure at the terminal poles.

3.1 Multi-Pole Piece Actuator

In the case of the multi-polepiece arrangement the total flux losses from the field unit members can form an appreciable part of the total established flux. Earlier machines suffered a field flux loss as high as 65%, that is to say that only 35% of the main field flux established in the polepieces crossed the airgap beneath the poleshoes and contributed to the output force. Before the topography of the machine can be optimised it is necessary to examine the manner in which the various losses take place and the influence of individual members on each other. Consider the four principal structural parameters of the field unit. These are the surface area of the end plates, the polepiece length, the number of polepieces and the poleshoe size and profile. Leakage from the end plates is dependent upon the surface area of the inner and outer faces and upon the separation of the end plates, that is, polepiece

length. Losses from the polepiece increase with length and are influenced by the presence of other ferromagnetic material such as the pole shoes and armature core. Since the leakage from the end plates will decrease with an increase in polepiece length whilst the loss from the polepieces increases, it is possible to arrive at a compromise between end plate area and polepiece length which is compatible with minimum flux loss. Fig. 3a illustrates the measured variation in flux leakage from the individual members of a two pole machine having only two polepieces for which the end plate size is constant and the polepiece length is varied. The field excitation is maintained at 3000 ampere-turns at the continuously rated input power of 14 watts throughout. It may be seen from the experimental results given in Fig. 3b that for this particular end plate size there is an optimum value of polepiece length which minimises the losses.

The advantage of a uniform flux density distribution in the airgap around the armature circumference suggest that a large number of slim polepieces be employed. This also has the effect of minimising the surface area of the end plates. However, if the polepieces are brought into close proximity the current flow through the faces of adjacent windings is in opposition, hence the MMF's produced by these sections of the windings tend to cancel, reducing the flux established in the polepieces. The final structure chosen must clearly be a compromise between conflicting magnetic requirements, with cost playing an important role for practical applications.

With the multi-polepiece structure there is little flux in the armature beyond the limits of the terminal poles, that is, the flux loss due to the axial flux flow between the poles is low. Leakage from the outer face of the end plates is a direct consequence of the discontinuity in the field unit which exists there. Increasing the number of poles will reduce the significance of this loss component.

The improvement which can be gained by this process of first order optimisation can be seen from Table 1, which compares the performance of two machines. The first is a simple structure employing only two polepieces whose leakage figures are as shown in Fig. 3, whilst the second employs eight polepieces in the manner illustrated in Fig. 1a. It is clear that the eight polepiece version is much the better machine.

TWO POLE MACHINE EMPLOYING	Carriage Weight (Kg)	CONTINUOUS RATING			SHORT TERM RATING			
		Input Power (Watts)	Useful Flux (M-Wb)	Total Flux (M-Wb)	Input Power (Watts)	Useful Flux (M-Wb)	Input Power (Watts)	Useful Flux (M-Wb)
2 POLEPIECES	5.0	14	0.34	0.94	55	0.39	80	0.43
8 POLEPIECES	1.8	15	0.28	0.43	55	0.45	80	0.50

TABLE 1. Multi-polepiece field unit. Generation of useful flux related to input power required.

3.2 Circular-Cylindrical Actuator

The flux distribution within the field unit of the circular-cylindrical machine differs significantly from that of the multi-polepieces machine and the sources of flux leakage also differs. In the circular-cylindrical machine the main field flux is established within the armature core and returns via the field unit. However, not all of this established flux will return via the field unit. Since the principal direction of flux flow within the armature core is along the longitudinal axis, some of this flux will flow beyond the end plates of the field unit and return via the airspace, without making a contribution to output force. The magnitude of this axial loss component which exists in the armature at the terminal poles is dependent upon the value of the main field excitation and the machine parameters such as pole shoe length. For a two pole machine of the form illustrated in Fig. 1b this loss was found experimentally to be of the order of 33% of the established main field flux. If the number of poles is increased, the significance of this loss is reduced since it occurs only at the terminal poles. A further reduction in the magnitude of this component is obtained by employing an odd number of poles as illustrated in Fig. 4, where the terminal loss is reduced to about 23% of that flux established by the terminal field winding. Leakage and fringing will also take place in the interpolar regions between the pole shoes and end plates. However, this flux has reached the field unit by crossing the airgap beneath the pole shoes and in doing so contributes to the output force of the machine.

It is useful to compare the relative flux efficiencies of the multi-polepiece and the circular-cylindrical machines. Fig. 5 illustrates the manner in which the useful airgap flux varies with input power to the field unit. Both machines have two poles and the same overall physical dimensions, the multi-polepieces unit weighing 1.8kg whilst the circular-cylindrical unit weighed 2.0kg.

4. An Analytical Study of the Machine Topography

It would be a considerable advantage if the experimental techniques employed could be supported by mathematical deduction. However, in the case of the multi-polepiece machine the angular variation in flux, permeability and current density which exists about the central longitudinal axis of the armature impose severe difficulties in the analysis. Hence conventional approximations must be used, and development and

prediction of performance proceed through a series of models and experimental measurements.

The circular-cylindrical field unit however, has angular symmetry about the central axis of the armature which enables a study to be made of the three dimensional field system incorporating regions of differing finite permeability and current density.

4.1 Field Theory for the Circular-Cylindrical Field Unit

Maxwell's equation expressing the magnetic circuital law takes the following form when the displacement currents are negligible,

$$\text{curl } \vec{H} = \vec{J} \dots\dots\dots (1)$$

The vector potential \vec{A} may be defined by the relations

$$\text{curl } \vec{A} = \vec{B} \dots\dots\dots (2)$$

and $\text{div. } \vec{A} = 0.$

The magnetic field vectors are related by the parameters of the medium as

$$\vec{H} = \nu \vec{B} \dots\dots\dots (3)$$

Combining equations (1), (2) and (3) will yield

$$\text{curl } (\nu \text{ curl } \vec{A}) = \vec{J} \dots\dots\dots (4)$$

Since the field has symmetry about the central horizontal axis of the armature and the current flow in the field windings is confined to a circular path around the armature, equation (4) may be conveniently expressed in terms of polar co-ordinates as,

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\nu}{r} A \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\nu r \frac{\partial A}{\partial r} \right) = -J \dots\dots (5)$$

Similarly equation (2) may be expressed as,

$$\frac{\partial A}{\partial r} + \frac{A}{r} - \frac{\partial A}{\partial z} = B_z \dots\dots\dots (6)$$

where the horizontal and radial components of flux density are, respectively,

$$B_z = \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{A}{r} \dots\dots\dots (7)$$

and

$$B_r = - \frac{\partial A}{\partial z} \dots\dots\dots (8)$$

4.2 Finite Difference Equations

A finite difference method is employed as the basis of a numerical technique for the solution of equations (5) - (8). The area of interest is subdivided by a network of horizontal and vertical grid lines which are arranged to coincide with the machine boundaries. Vector potential values are calculated at each node of the mesh. A map of current density and permeability is obtained by specifying these quantities in each mesh of the field. In the general case, illustrated in Fig. 6, the mesh about the gridpoint 0 embraces four areas of differing reluctivity and current density. The vector potential at gridpoint 0 is given by,

$$A_0 = \frac{J_0 + A_1 \gamma_1 + A_2 \gamma_2 + A_3 \gamma_3 + A_4 \gamma_4}{\gamma_0} \dots\dots\dots (9)$$

where J_0 is the current density at gridpoint 0, and the constants $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ and γ_0 are factors which ensure that each point in the star mesh will make a contribution to the potential at the centre that is dependent upon its separation and the permeability of the adjacent domains. These γ factors are obtained by taking a line integral around grid point 0 and relating this to the field excitation enclosed by this integral. The current density at gridpoint 0 is given by,

$$J_0 = \frac{J_1 h_1 h_4 + J_2 h_1 h_2 + J_3 h_2 h_3 + J_4 h_3 h_4}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \dots\dots\dots (10)$$

and

$$\gamma_1 = \frac{2}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \left\{ \frac{v_1 h_4}{h_1} + \frac{v_2 h_2}{h_1} + \frac{v_1 h_1}{2(2r + h_4)} - \frac{v_2 h_1}{2(2r - h_2)} \right\} \dots\dots (11a)$$

$$\gamma_2 = \frac{2}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \left\{ \frac{v_2 h_1}{h_2} + \frac{v_3 h_3}{h_2} - \frac{v_2 h_1}{(2r - h_2)} - \frac{v_3 h_3}{(2r - h_2)} \right\} \dots\dots (11b)$$

$$\gamma_3 = \frac{2}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \left\{ \frac{v_3 h_2}{h_3} + \frac{v_4 h_4}{h_3} + \frac{v_4 h_3}{2(2r + h_4)} - \frac{v_3 h_2}{2(2r - h_2)} \right\} \dots\dots (11c)$$

$$\gamma_4 = \frac{2}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \left\{ \frac{v_4 h_3}{h_4} + \frac{v_1 h_1}{h_4} + \frac{v_4 h_3}{(2r + h_4)} + \frac{v_1 h_1}{(2r + h_4)} \right\} \dots\dots (11d)$$

$$\gamma_0 = \frac{2}{(h_1 + h_3)(h_2 + h_4)} \left\{ \frac{v_1 h_4}{h_1} + \frac{v_2 h_2}{h_1} + \frac{v_2 h_1}{h_2} + \frac{v_3 h_3}{h_2} + \frac{v_3 h_2}{h_3} + \frac{v_4 h_4}{h_3} \right. \\ \left. + \frac{v_4 h_4}{h_4} + \frac{v_1 h_1}{h_4} - \frac{v_1 h_1}{2(2r + h_4)} + \frac{v_2 h_1}{2(2r - h_2)} + \frac{v_3 h_3}{2(2r - h_2)} - \frac{v_4 h_3}{2(2r + h_4)} \right\} \dots\dots (11e)$$

4.3 Boundary Conditions and Numerical Solution

Because an axial component of flux exists in the armature beyond the geometric limits of the field unit, it is necessary to take account of the leakage field distribution in the airspace of the surrounding region. Under no-load conditions, the horizontal and vertical geometric centre lines of the machine are lines of symmetry and may be treated as boundaries. The lower lefthand quadrant of the cross section of a two pole machine is illustrated in Fig. 7. Leakage fields are catered for by placing boundary BA at a distance of ten times the pole pitch from the CD axis, and the boundary AC at a distance of five times the pole pitch from the BD axis. As no flux is assumed to exist beyond these boundaries, each is therefore at zero vector potential. The vector potential along the central axis is also of zero potential, hence,

$$(A)_{BA} = (A)_{AC} = (A)_{BC} = 0 \dots\dots (12)$$

Flux lines are orthogonal to CD, thus $(B_r)_{CD} = 0$.

When on-load operation takes place, the main field flux pattern is distorted with the result that the distribution is no longer symmetrical about the central vertical axis. The only remaining line of symmetry is the longitudinal axis of the armature, therefore the field study must embrace the entire lower half plane and be bounded on three sides by far distant boundaries at zero potential.

An iterative process is employed which considers each node of the mesh in turn and modifies the vector potential until equation (9) is satisfied to an acceptable accuracy at each point in the field. Convergence of the solution is accelerated by the employment of the extrapolated Liebmann⁴ process of overrelaxation to each point.

4.1 Computed Field Distributions

A computer aided solution of equation (9) leads to a value of vector potential throughout the entire field region. This enables the magnitude of the flux density to be determined at any point within the armature or field unit and reveals any localized regions of saturation. The extent and magnitude of the leakage fields may be deduced for a variety of constructional parameters and excitations. The radial component of the flux density at the armature surface is readily obtained, which enables the thrust to be calculated for various values of excitation and input power. Thus by changing the principal parameters it is possible to optimise the geometry

in terms of a particular quantity such as output force: input power ratio. Alternatively it becomes possible to optimise the output force: weight ratio.

The computed and experimentally determined distribution of flux density at the armature surface is illustrated in Fig. 8, for the central pole of a five pole machine under no-load conditions. The main field excitation is maintained at 735 amp-turns per machine section, corresponding to the continuously rated input power of 7 watts per section. Changing the pole shoe profile give rise to a different flux density distribution for the same value of field excitation, as illustrated in Fig. 9.

5. Output Force of Two Pole Circular Cylindrical Actuator

In the previous section it has been shown that the calculated flux density profile at the armature surface (for zero armature current) agrees closely with that obtained experimentally. This analysis may be extended to include the case when the armature is excited and the detailed calculations involved in this respect will be the subject of a further paper.

By considering incremental flux densities over small sections of the armature surface with known current flow the incremental force is determined using the relationship $\Delta F = \Delta B \cdot I \cdot \Delta l$ where ΔF is the incremental force, ΔB is the incremental flux density and Δl is the incremental length. The total output force is then the summation of the incremental forces between the armature brushes. To indicate the performance of a two pole circular cylindrical actuator experimental tests were carried out and the results compared with the predicted performance are shown in Fig. 10. The scatter of the repeated results indicate the difficulties encountered in precise measurement but there is reasonable agreement between the experiments and predicted results. The scatter in the experimental results are due to the following considerations.

Inaccurate alignment of the field unit about the armature gives rise to a non-uniform flux density distribution about the armature periphery. Complete accuracy of alignment is not possible since it is necessary to allow some freedom in the wheel movement in order to cater for machining tolerances along the armature. The reluctance force of attraction between the pole shoes and armature is not completely cancelled, resulting in a component of force which is normal to the desired motion of the carriage. Hence there is a reduction in the output force of the machine.

stiction is also present at the armature brushes and the carriage supporting wheels and these alone caused a force reduction of 0.7kg - 0.9kg. Thus the measured force/current relationship is simply that of the output static force. If the stiction force of 0.7kg - 0.9kg is added to this curve the resultant curve is the total output force characteristic shown.

6. Dynamic Performance

Tests were carried out to confirm the predicted linear transfer function of the armature controlled d.c. linear actuator with constant field excitation of the form

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{K_M}{s(1+sT_M)}$$

where $X(s)$ is the Laplace transform of linear displacement

$I(s)$ is the Laplace transform armature current

K_M is the actuator constant

T_M is the effective time constant of the actuator

Detailed results are not included since the measurements follow the standard procedure. Typical values of T_M depending on the size of the actuator and load are in the range 0.4 sec. - 0.6 sec.

The actuator can thus be incorporated in a feedback loop for precise linear displacement or velocity. The engineering details of such an arrangement are again not included as they follow standard practise.

7. Short Stroke and Static Force Applications

Where the required output displacement is less than the pole pitch of the actuator, the need for a linear commutator can be avoided by reversing the sense of the armature winding at intervals of one pole pitch. This enables an encapsulated armature to be used which is free from the usual commutation problems. Moreover, a graded winding permits a variety of force position characteristics without complex feedback arrangements. Such devices find an application in the operation of, say, mechanical valves. Various configurations have been constructed for specific applications and it is hoped to summarise the essential features in a further paper.

8. Conclusions

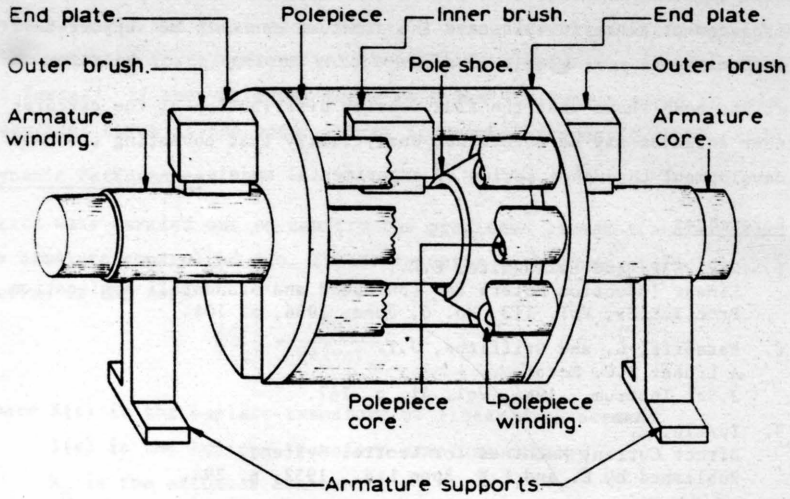
The analysis and experimental results discussed in this paper show that the d.c. linear actuator is an attractive proposition for a wide range of linear velocities. Two basic forms have been described, (i) a multi-pole piece unit and (ii) a circular cylindrical unit. The former is particularly

suitable for extended linear displacement whilst the latter is restricted in displacement since in this case the armature can only be supported at the extremities.

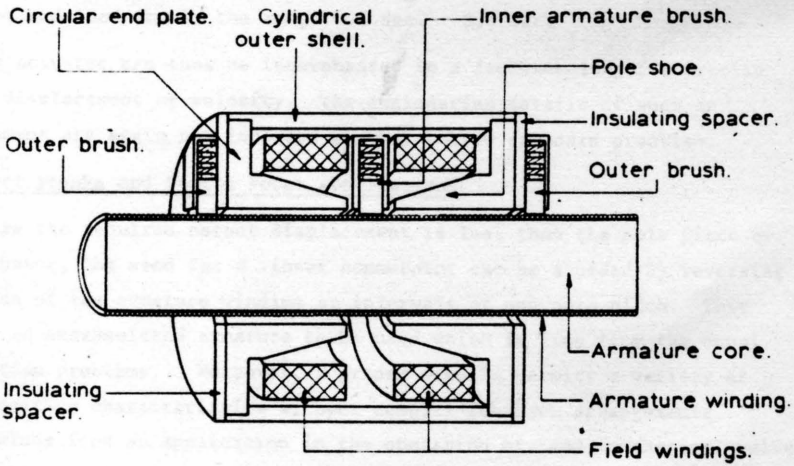
It has been shown that the flux density distribution of the circular cylinder actuator may be determined analytically thus obviating the need for development through a series of experimental models.

9. References

1. Nix, G.F. and Laithwaite, E.R.,
Linear Induction Motors for Low-Speed and Standstill Application,
Proc.I.E.E., Vol. 113, No. 6, June, 1966, p. 1044.
2. Ratcliff, G. and Griffiths, J.T.
A Linear D.C. Motor,
J.Sci.Instrum., 1964, Vol. 41, p. 267.
3. Tustin, A.
Direct Current Machines for Control Systems,
Published by E. and F.N. Spon Ltd., 1952, p. 294.
4. Binns, K.J. and Lawrenson, P.J.
Analysis and Computation of Electric and Magnetic Field Problems,
Pergamon Press, Oxford (1963).



(a)

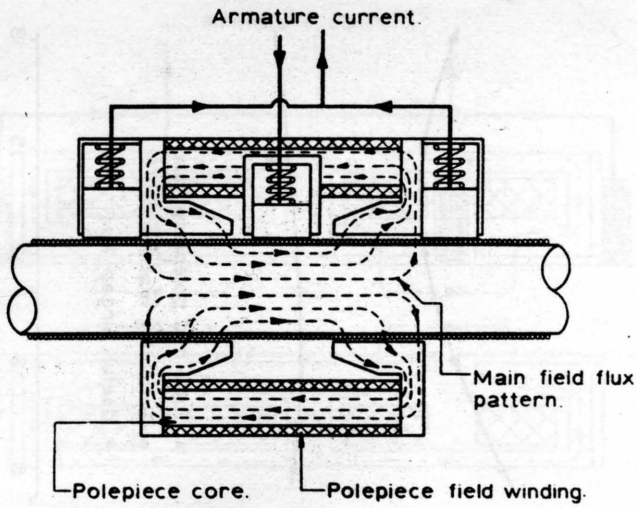


(b)

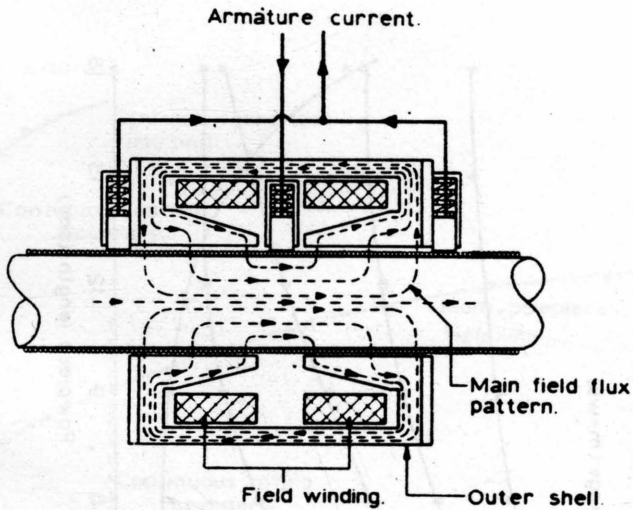
Fig. 1 Two basic forms of d.c. linear actuator

(a) Multi-polepiece field unit, two pole machine

(b) Cross-sectional view of two pole circular-cylindrical machine



(a)



(b)

Fig. 2

Main field flux patterns

(a) Multi-polepiece machine

(b) Two pole circular-cylindrical machine

- (a)
- + Outer face of end plate.
 - Edges of end plate.
 - Inner face of end plate.
 - △ Pole shoe.
 - * Polepiece.

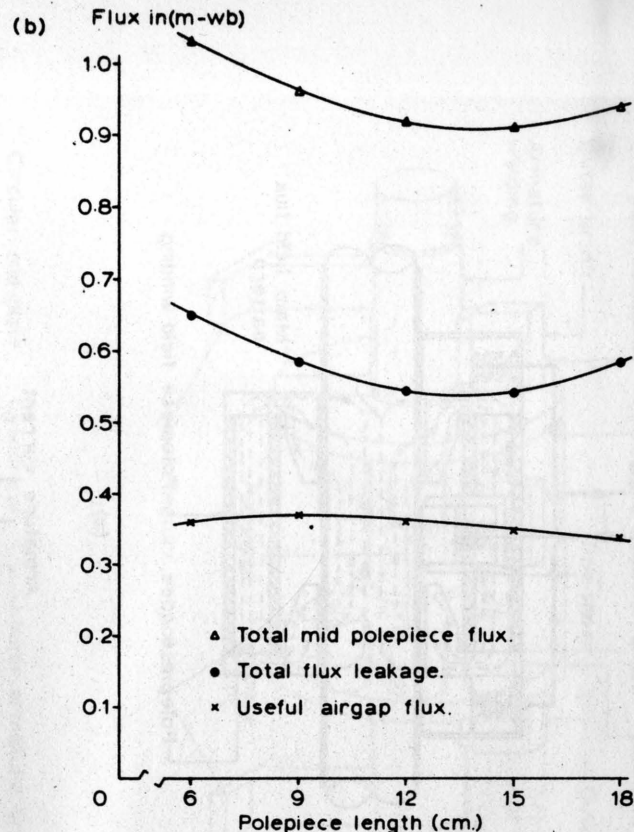
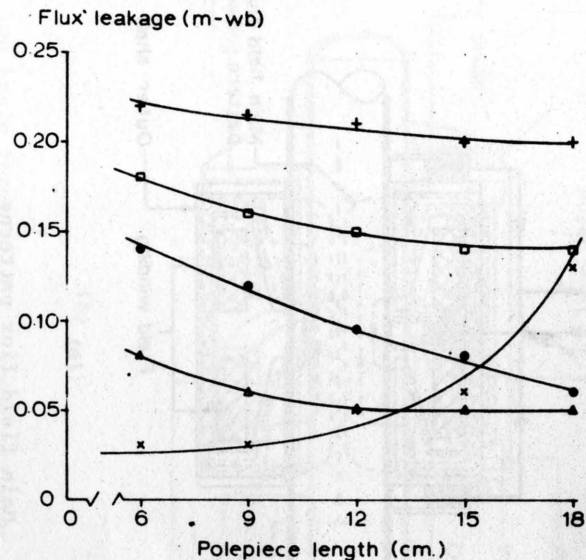


Fig. 3 Variation in flux leakage with polepiece length for two pole machine
 (a) Flux leakage from individual members of machine. (b) Total leakage

Main field excitation 3000 amp-turns input power 14 watts, continuous rating

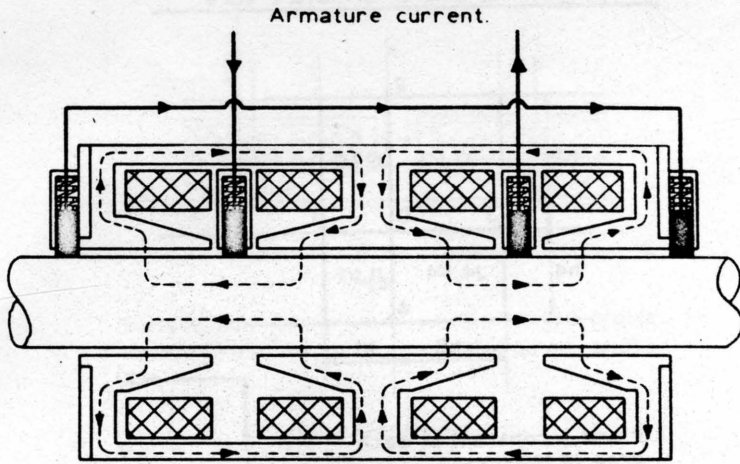


Fig. 4 Three pole circular-cylindrical machine

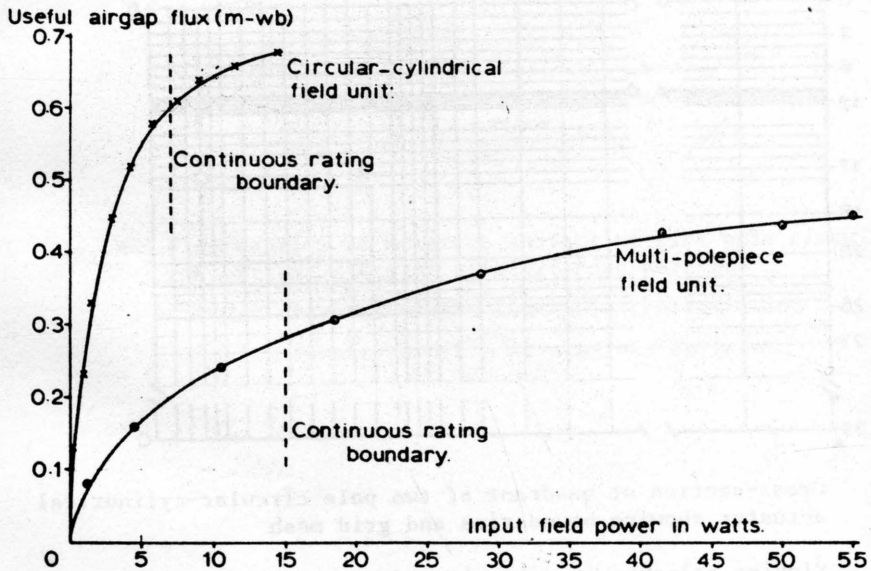


Fig. 5 Variation in useful main field flux with input power for the two basic forms of actuator

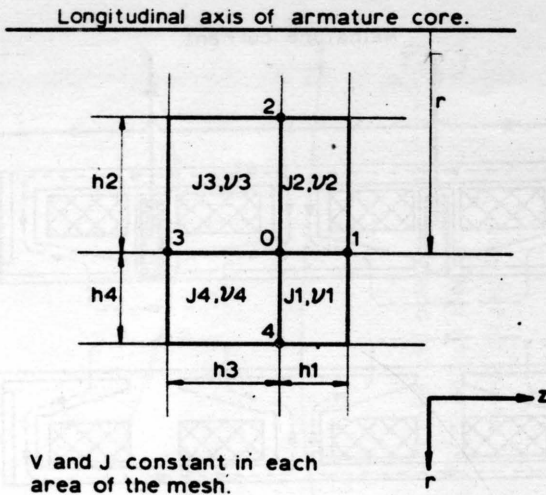


Fig. 6 General mesh about grid point 0 for circular-cylindrical machine

r varies from zero to a distance beyond the outer casing

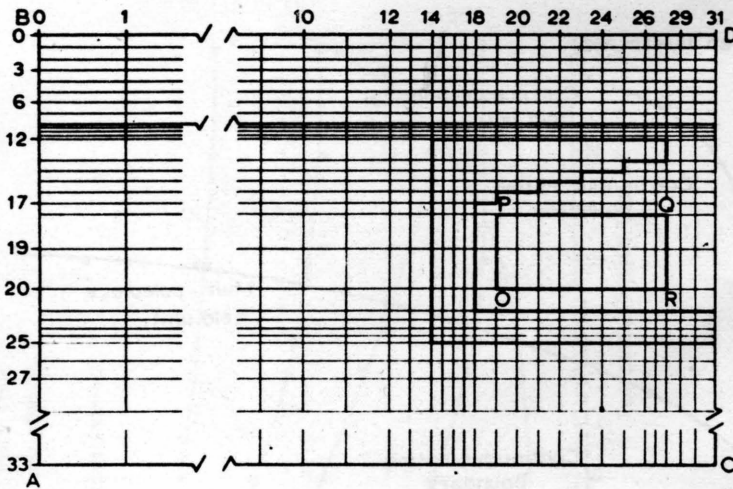


Fig. 7 Cross-section of quadrant of two pole circular-cylindrical actuator showing boundaries and grid mesh

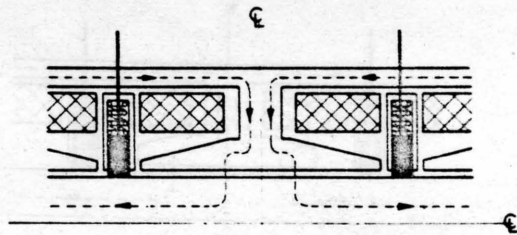
Sloping pole shoe is approximated by a staircase

BD Central horizontal axis of armature

DC Central vertical axis of armature

AB and AC are far distant boundaries

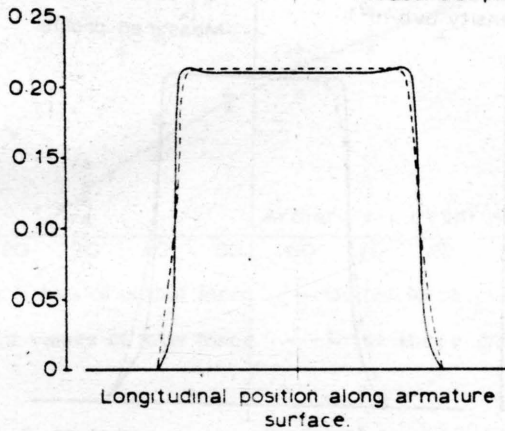
OPQR Field winding



(a)

Surface flux density (wb/m^2)

— Computed profile
 ---- Measured profile.



(b)

Fig. 8 - Flux density at armature surface of five pole circular-cylindrical actuator with extended poleshoe

(a) Central pole of the five pole configuration

(b) Flux density profile at armature surface

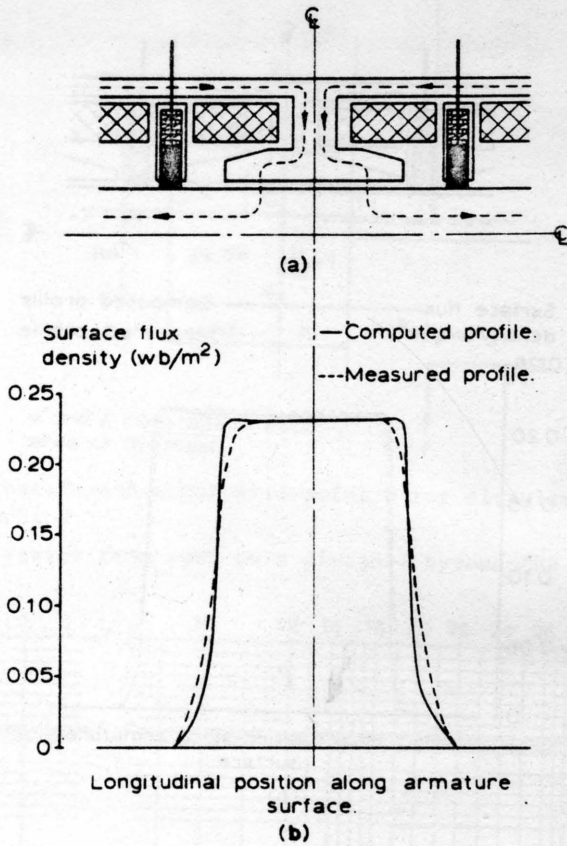


Fig. 9 Flux density at armature surface of five pole circular-cylindrical actuator with short poleshoe

(a) Central pole of the five pole configuration

(b) Flux density profile at armature surface

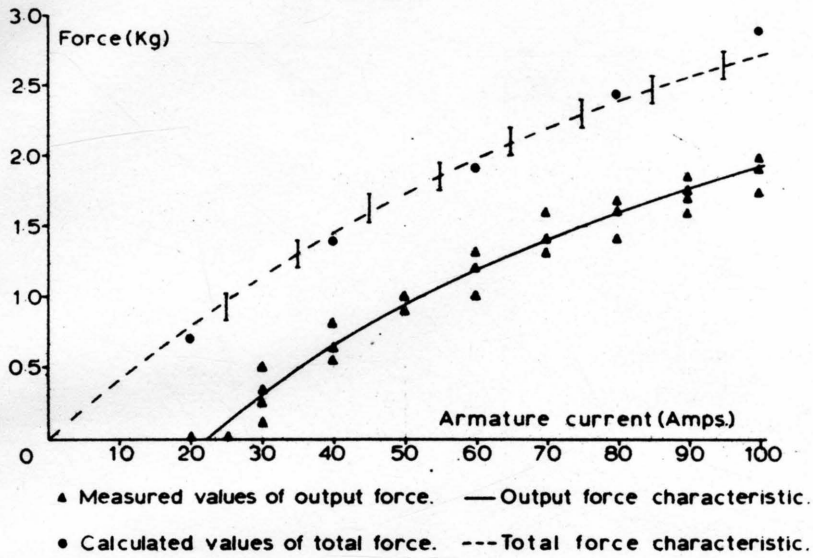


Fig. 10 Output force of a two pole circular-cylindrical actuator
Constant field excitation of 490 amp-turns

