Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. XX, вып. 1, 1976 г.

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ МАШИН С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В.А.ДАРТАУ

Управление электромагнитными переходными процессами в частотном электроприводе на базе синхронных машин можно осуществить, используя принципы векторного управления. Основной идеей векторного управления является переход от естественных электромагнитных переменных статора – составляющих обобщенного вектора тока статора i_s и напряжения U_s в неподвижных относительно статора координатах (α, β) к новым переменным – составляющим этих же векторов во вращающихся системах координат.

Наиболее перспективной является система координат, неподвижная относительно ротора (d, q), причем ось d совпадает с магнитной осью обмотки ротора. В качестве управляемых переменных могут быть выбраны составляющие тока статора i_1, i_2, ток ротора i_r и частота вращения ω; второй вариант может быть получен заменой тока ротора i_r на потокосцепление ротора $|\Psi_r|$.

Рассмотрим систему управления с опорным вектором Ψ_r, который в этом случае совпадает по направлению с осью d (магнитная ось обмотки возбуждения). Система дифференциальных уравнений, описывающих динамику синхронной машины имеет вид

$$\frac{d}{dt}|\Psi_r| = -\frac{R_r}{L_r}|\Psi_r| + k_r R_r i_1 + U_r ;$$

$$\frac{d}{dt} i_1 = -\frac{R_s + k_r^2 R_r}{L'_s} i_1 + \frac{k_r R_r}{L'_s L_r}|\Psi_r| + \sigma^{-1} p\omega i_2 + \frac{1}{L'_s}(U_{s1} - k_r U_{r1}) ;$$

$$\frac{d}{dt} i_2 = -\frac{R_r}{L'_s} i_2 - p\omega i_1 - \frac{k_s}{L'_s} p\omega |\Psi_r| + \frac{1}{L'_s} U_{s2} ;$$

$$J\frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2} p k_r |\Psi_r| i_2 - M_c .$$

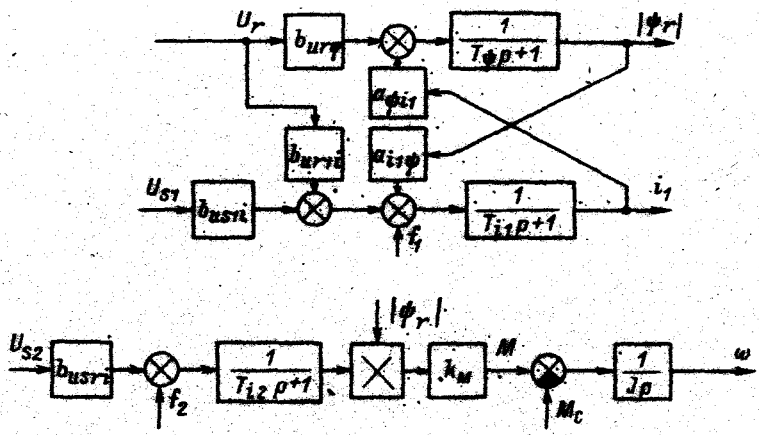

Рис.1. Структурная схема синхронной машины с управляемыми переменными $|\psi_r|, i_1$ и ω

Систему управления построим трехканальную: канал частоты вращения ротора, канал управления составляющей тока i_1 и канал управления модулем потокосцепления ротора. Канал управления модулем потокосцепления ротора является каналом стабилизации, так как при стабилизации $|\psi_r|$ момент машины определяется только составляющей тока статора i_2. При расчете основных регуляторов нелинейные связи в каналах управления являются перекрестными и для каждого канала могут рассматриваться как помехи. С учетом этих предположений система оказывается линейной. В структурной схеме (рис.I)

$$T_\psi = \frac{L_r}{R_r};\ T_{i1} = \frac{L'_s}{R_s + k_r^2 R_r};\ T_{i2} = \frac{L'_s}{R_s};$$

$$a_{i1\psi} = L_m;\ a_{\psi i1} = \frac{k_r R_r}{L_r (R_s + k_r^2 R_r)};\ b_{ur\psi} = \frac{L_r}{R_r};$$

$$b_{uri1} = -\frac{k_r}{R_s + k_r^2 R_r};\ b_{usi1} = \frac{1}{R_s + k_r^2 R_r};\ b_{usi} = \frac{1}{R_s};\ k_M = \frac{3p}{2} k_r$$

$$f_1 = \frac{L_s}{R_s + k_r^2 R_r} pwi_2;\ f_2 = -\frac{L'_s}{R_s} pwi_1 - \frac{k_s}{R_s} pw|\psi_r|.$$

В векторной форме система принимает вид

$$\frac{d}{dt} X = AX + BU^* + F,$$

где $X^T = \| |\psi_r|, i_1, i_2 \|$; $U^{*T} = \| U_r, U^*_{s1}, U^*_{s2} \|$

$$A = \left\| \begin{array}{ccc} -\frac{1}{T_\psi} & \frac{\alpha_{i1\psi}}{T_\psi} & 0 \\ \frac{\alpha_{\psi i1}}{T_{i1}} & -\frac{1}{T_{i1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{i2}} \end{array} \right\|; \quad B = \left\| \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ \frac{b_{ur i1}}{T_{i1}} & \frac{b_{us1i}}{T_{i1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{b_{usri}}{T_{i2}} \end{array} \right\|$$

Преобразователь частоты в цепи статора принимается апериодическим с постоянной времени T_μ, а выпрямитель в цепи возбуждения – с постоянной времени T_{μ_B}. Матрица передаточных функций преобразователя P :

$$P = \left\| \begin{array}{ccc} k_\Pi (T_{\mu B} p + 1)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & k_\Pi (T_\mu p + 1)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & k_\Pi (T_\mu p + 1)^{-1} \end{array} \right\|$$

Матрицы B и P неособенные, поэтому регуляторы в каналах можно определить, задав регуляторы в виде $U(p) = Z(p)(X^*(p) - X(p))$, где $Z(p)$ – матрица регуляторов, и эталонную матрицу в виде

$$M(p) = \left\| \begin{array}{ccc} k^{-1}_{0.c\psi} (2T^2_{\mu B} p^2 + 2T_{\mu B} p + 1)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & k^{-1}_{0.ci} (2T^2_\mu p^2 + 2T_\mu p + 1)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & k^{-1}_{0.ci} (2T^2_\mu p^2 + 2T_\mu p + 1)^{-1} \end{array} \right\|$$

Матрица определяет переходные процессы, соответствующие настройке контуров по техническому оптимуму. Матрица регуляторов определяется соотношением

$$Z(p) = P^{-1}(p) B^{-1} (pE - A) M (E - k_{0.c} M)^{-1}$$

и имеет вид

$$Z(p)=\begin{Vmatrix} \dfrac{T_\psi p+1}{2T_{\mu в}k_{a.c\varphi}k_п b_{ur\varphi}p} & -\dfrac{a_{i1\varphi}(T_{\mu в}p+1)}{2T_\mu T_\psi k_{a.ci}k_п(T_\mu p+1)p} & 0 \\ -\dfrac{b_{uri1}(T_\mu p+1)}{2T_{\mu в}k_{a.c\varphi}k_п b_{usi1}(T_{\mu в}p+1)} & \dfrac{T_{i1}(T_{i2}p+1)}{2T_\mu T_{ir}b_{usi1}k_п k_{a.ci}p} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{(T_{i2}p+1)}{2T_\mu k_{a.ci}k_п b_{usi2}p} \end{Vmatrix}$$

Отсюда видно, что для независимого управления переменными ψ_r, i_1, i_2 достаточно применить ПИ-регуляторы по основным (прямым) связям и два регулятора в перекрестных связях: ПД-регулятор с фильтром и ПИ-регулятор с фильтром (рис.2). В случае равенства эквивалентных постоянных времени $T_\mu = T_{\mu в}$. Эти регуляторы становятся соответственно П- и И-регуляторами.

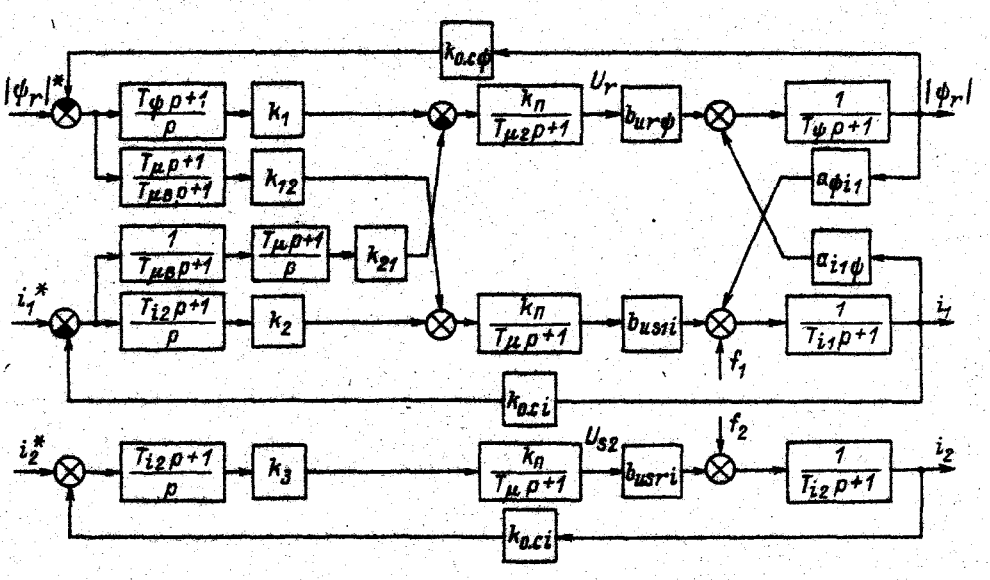

Рис.2. Структурная схема системы электропривода с управляемыми переменными $|\psi_r|$, i_1 и i_2

Теоретически электропривод обладает неограниченной перегрузочной способностью, однако насыщение стали машины ставит предел надежной работе электропривода.

Второй вариант системы синхронного электропривода основан на выборе в качестве опорного вектора тока статора, направление которого также совпадает с осью d.

Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы в синхронной машине, имеют вид

$$\frac{d}{dt} i_1 = -\frac{R_s}{L'_s} i_1 + \frac{k_r R_r}{L'_s} i_r + \sigma^{-1} p\omega i_2 + \frac{1}{L'_s}(U_{s1} - k_r U_r);$$

$$\frac{d}{dt} i_r = -\frac{R_r}{L'_r} i_r + \frac{k_s R_s}{L'_r} i_1 - k_r \sigma^{-1} p\omega i_2 + \frac{1}{L'_r}(U_r - k_s U_{s1});$$

$$\frac{d}{dt} i_2 = -\frac{R_s}{L'_s} i_2 - k_s \sigma^{-1} p\omega i_r - \sigma^{-1} p\omega i_1 + \frac{1}{L'_s} U_{s2};$$

$$J \frac{d}{dt}\omega = \frac{3p}{2} L_m i_r i_2 - M_c .$$

Применяя тот же метод, что и в первом случае, получим матрицу регуляторов $Z(p)$, но так как составляющая тока статора i_2 линейно не зависит от переменных i_1 и i_r, достаточно рассмотреть только матрицу для последних переменных

$$Z_1(p) = \left\| \begin{array}{cc} \dfrac{R_s(T_{is}p+1)}{2T_\mu k_{0.cis} p} & \dfrac{L_m(T_\mu p+1)}{2T_{\mu B} k_\Pi k_{0.cir}(T_{\mu B}p+1)} \\ \dfrac{L_m(T_{\mu B}p+1)}{2T_\mu k_\Pi k_{0.cis}(T_\mu p+1)} & \dfrac{R_r(T_{ir}p+1)}{2T_{\mu B} k_\Pi k_{0.cir} p} \end{array} \right\|$$

Как и в первом случае, применяются ПИ-регуляторы в прямых связях и ПД-регуляторы с фильтрами в перекрестных (рис.3).

При построении скоростных приводов добавляется контур частоты вращения, включаемый в виде внешнего к контуру управления составляющей вектора тока i_2. В контуре частоты вращения применяется ПИ-регулятор, позволяющий осуществить настройку по симметричному оптимуму (рис.4).

Анализ системы привода с рассмотренными регуляторами показывает: перекрестные связи оказывают существенное влияние на качество регулирования; в некоторых случаях их влияние настолько велико, что система может потерять устойчивость. Весьма эффективным способом подавления влияния перекрестных связей является введение контура условной обратной связи (рис.5). Сигнал на выходе корректора $k_к$ пропорционален ошибке между сигналом на выходе модели, имеющей передаточную функцию, соответствующую настройке контура при помощи основного регулятора, и сигналом обратной

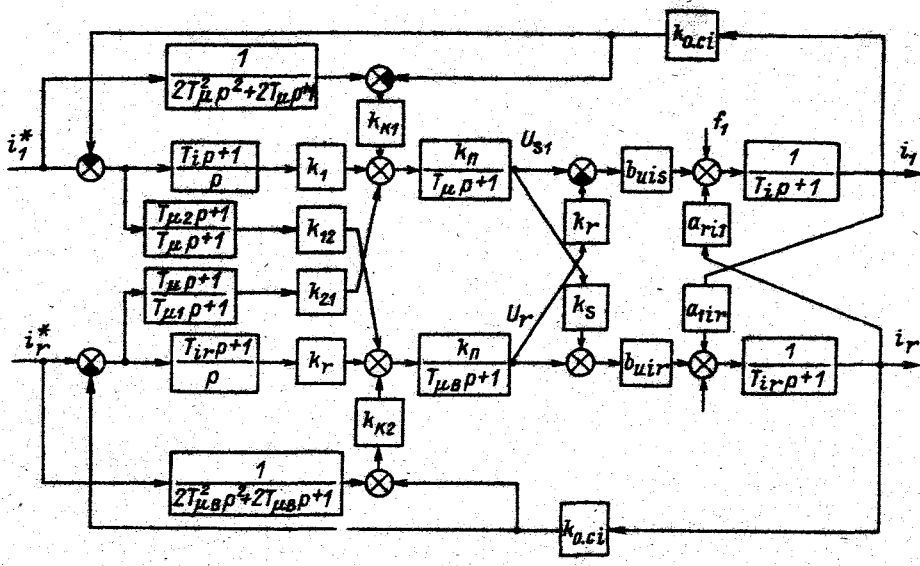

Рис.3. Структурная схема системы электропривода с управляемыми переменными i_r и i_1

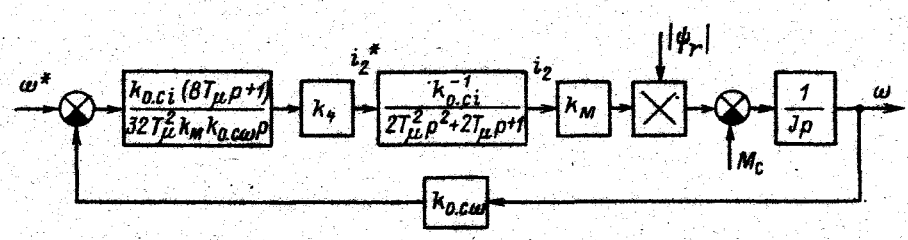

Рис.4. Структурная схема канала управления частотой вращения

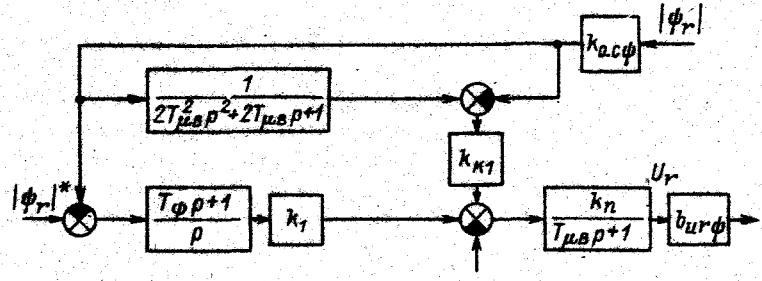

Рис.5. Структурная схема канала условной обратной связи по модулю потокосцепления ротора

связи по переменной данного канала. Этот сигнал не равен нулю только в том случае, если по каким-либо причинам реальный переходной процесс не соответствует модельному, но это возможно только в случае действия возмущений или ухода параметров машины или преобразователя. Следовательно, контур условной обратной связи действует только против такого рода возмущений.

Реализация описанных систем управления базируется на применении специальных датчиков составляющих обобщенных векторов и преобразователей координат. На валу синхронной машины устанавливается датчик направляющих косинусов системы координат $d-q$ или синус-косинусный вращающийся трансформатор с фазочувствительным выпрямителем, на выходе которого получаются сигналы, пропорциональные синусу и косинусу угла между осью d (ось ротора) и неподвижной относительно статора осью α (магнитная ось фазы А). Эти сигналы используются для преобразования составляющих вектора тока статора в осях α, β во вращающуюся систему координат d, q и составляющих вектора напряжения на выходе системы управления во вращающихся осях в неподвижную систему координат α, β. Формула преобразования, имеющая вид

$$i_d = i_\alpha \cos\psi + i_\beta \sin\psi ;$$

$$i_q = -i_\alpha \sin\psi + i_\beta \cos\psi ,$$

показывает, что преобразователь координат содержит четыре блока произведения и два суммирующих усилителя. Отсюда же видно, что датчики составляющих тока статора должны измерять мгновенные значения токов в фазах обмотки статора

$$i_{s\alpha} = i_A - \frac{1}{2}(i_B + i_C) ;$$

$$i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}(i_B - i_C) .$$

Техническая реализация датчиков мгновенных значений токов фаз машины (по-видимому, наилучшая) основана на применении разрезных стальных тороидов, в зазоры которых помещаются датчики Холла или магниторезисторы.

Рассмотренные системы могут быть реализованы в техническом отношении проще, чем традиционные системы частотного электропривода, за счет упрощения системы управления преобразователей, в которых практически необходима только силовая часть.