Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. /XXX1У, 1979 г.

УПРАВЛЕНИЕ ПО ПРИНЦИПУ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С АСИНХРОННОЙ МАШИНОЙ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

В.А.ДАРТАУ, В.Н.РЯБОВ

Применение в приводе машин переменного тока, питаемых со стороны статора и со стороны ротора, позволяет расширить диапазон регулирования скорости вращения ротора машины. Исполнительной машиной может служить обычный асинхронный двигатель с фазовым ротором. В этом случае назовем ее машиной двойного питания МДП.

Рассмотрим задачу управления моментом, развиваемым МДП, у которой статорная обмотка включена на жесткую симметричную сеть, а роторная питается от тиристорного преобразователя частоты. При решении задачи синтеза системы управления полагаем преобразователь частоты безынерционным и неискажающим форму задающего напряжения. Эти предположения сделаны для упрощения решения задачи о структуре системы автоматического управления САУ.

Момент, развиваемый машиной переменного тока,

$$M = \frac{3}{2} p \left| \dot{\phi}_0 \right| i_{s2} ,$$

где p - число пар полюсов; $\left|\dot{\phi}_0\right|$ - модуль главного потокосцепления машины

$$\left|\dot{\phi}_0\right| = \bar{L}_m \left| i_s + i_r \right| ;$$

i_{s2} - составляющая тока статора (волны намагничивающей силы НС статора), сдвинутая на $\pi/2$ электрических радиан относительно волны индукции в зазоре машины; $\bar{L}_m$ - индуктивность намагничивающего контура.

Если модуль главного потокосцепления $\left|\dot{\phi}_0\right|$ постоянен, момент, развиваемый машиной, становится пропорциональным составляющей i_{s2} . Поддерживая модуль главного потокосцепления на максимально возможном по насыщению стали уровне, можно полностью использовать ферромагнитные материалы машины при минимально возможных токах для создания заданного момента. Необходимо также отметить, что при постоянстве главного потокосцепления ϕ_0 в переходных процессах исключается главная электромагнитная инерционность, так как в этом случае основная магнитная энергия машины остается во все время управления постоянной:

$$W = \frac{1}{2} \bar{L}_m^{-1} \left| \dot{\phi}_0 \right|^2 .$$

МДП может работать в двигательном и генераторном режимах, причем можно рассматривать специальные генераторные режимы, например, режим нестабильной скорости вращения ротора при жесткой сетевой частоте. Величина i_{s2} определяет активную мощность, потребляемую из статорной сети. Поэтому вторым контуром управления в нашем решении будет контур управления величиной i_{s2} .

Структуру САУ определяли при помощи вариационного исчисления решением двухточечной граничной задачи с закрепленным левым концом при функции критерия

$$\Phi = \int_t^T \left\{ \alpha^2 \left(|\dot{\phi}_0|^* - |\dot{\phi}_0| \right)^2 + \left(|\dot{\phi}_0|' \right)^2 + \rho \left(i_{s2}^* - i_{s2} \right)^2 + \gamma^2 \left(i_{s2}' \right)^2 \right\} d\tau \ ,$$

где $|\dot{\phi}_0|^*$, i_{s2}^* - программы; $|\dot{\phi}_0|'$, i_{s2}' - производные.

Дифференциальные уравнения, описывающие динамику главного потокосцепления $|\dot{\phi}_0|$ и величины i_{s2} , имеют вид

$$\begin{aligned}
&\frac{d}{dt}|\dot{\phi}_0| = \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma} p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s2} + \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma} R_s i_{s1} + \frac{k_r(1-k_s)}{\sigma} R_s i_{r1} = \\
&\qquad = \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma} \dot{U}_{s1} + \frac{k_r(1-k_s)}{\sigma} \dot{U}_{r1} \ ; \\
&\bar{L}_m \frac{d}{dt} i_{s2} + \frac{k_s}{\sigma} R_s i_{s2} - \frac{k_r k_s}{\sigma} R_r i_{r2} + \frac{k_r k_s}{\sigma} p\omega \bar{L}_m i_{s1} + \\
&\qquad + \omega_\phi \bar{L}_m i_{s1} + \frac{k_s}{\sigma} p\omega \bar{L}_m i_{r1} = \frac{k_s}{\sigma} \left(U_{s2} - k_r U_{r2} \right) ,
\end{aligned} \tag{I}$$

где $\sigma = 1 - k_r k_s$.

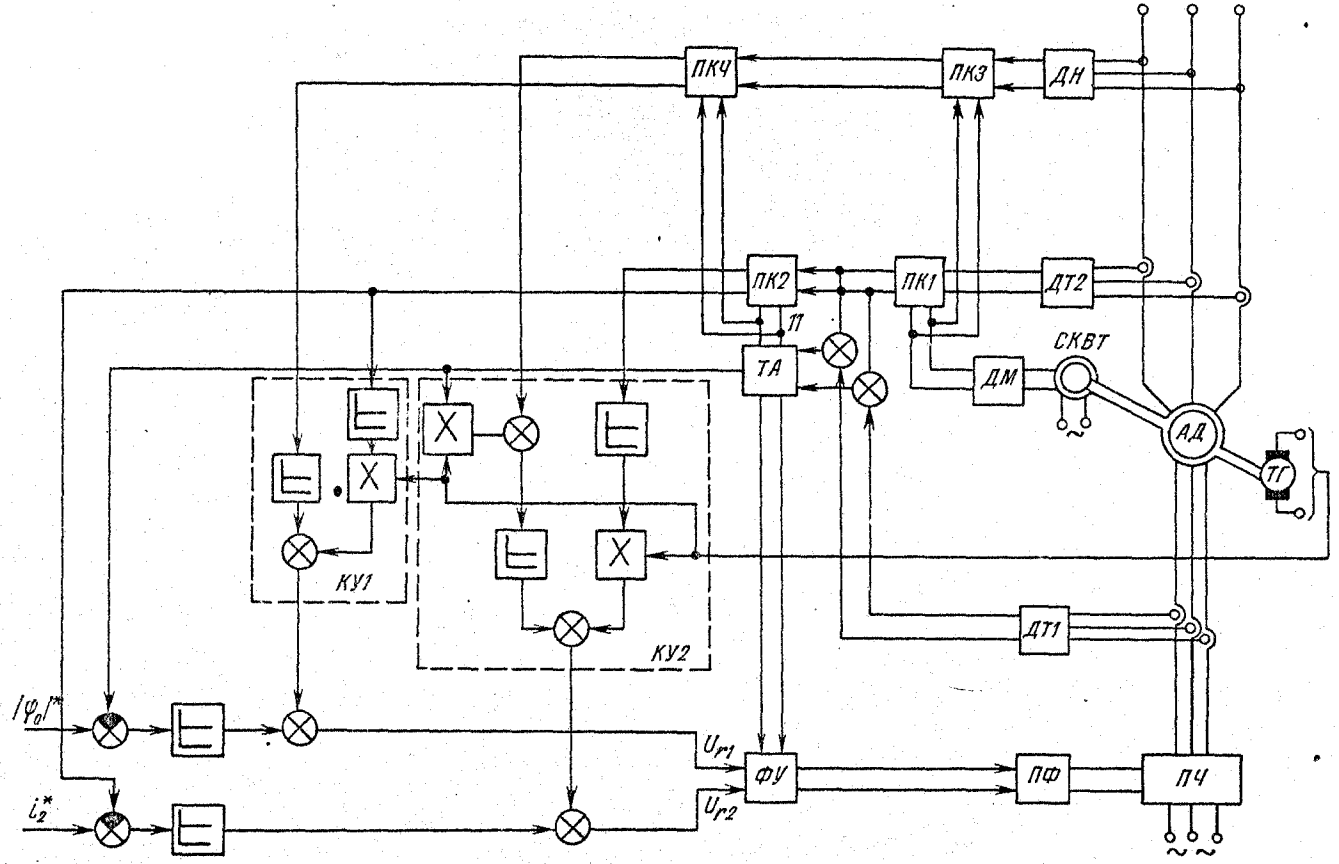
Переменные i_{s1} , ω , ω_ϕ , U_{s1} , U_{s2} являются измеримыми и могут быть использованы в системе управления при помощи соответствующих обратных связей.

Решение задачи синтеза позволяет определить синтезирующую функцию системы управления в виде

$$\begin{aligned}
U_{r1} &= R_s i_{r1} - \frac{k_s(1-k_r)}{k_r(1-k_s)} R_s i_{s1} - \frac{k_s(1-k_r)}{k_r(1-k_s)} p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s2} - \\
&\quad - \frac{k_s(1-k_r)}{k_r(1-k_s)} U_{s1} + \frac{\alpha\sigma}{k_r(1-k_s)} \left[|\dot{\phi}_0|_3 - |\dot{\phi}_0| \right] ,
\end{aligned} \tag{2}$$

$$U_{r2} = R_s i_{r2} - k_r^{-1} R_s i_{s2} + k_r^{-1} p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s1} + k_r^{-1} U_{s2} -$$

$$- k_r^{-1} p\omega |\dot{\phi}_0| - \frac{\sigma}{k_r k_s} \bar{L}_m (\omega_\psi - p\omega) i_{s1} - \frac{\sigma\beta}{k_r k_s \gamma} \bar{L}_m \left[i_{s2}^* - i_{s2} \right] ,$$



Функциональная схема САУ

где параметры α , ρ , γ определяют относительные веса сигналов ошибок модуля потокосцепления, составляющей тока статора i_{s2} и производной i'_{s2}. В синтезирующей функции использованы сигналы прямой связи.

Как видно на приведенной функциональной схеме, составляющие токов статора и ротора вычисляются при помощи трехфазных датчиков тока в осях α , ρ и d , q соответственно ДТ1, ДТ2. Датчик скорости может включать тахогенератор для измерения ω и синус-косинусный вращающийся трансформатор СКВТ для получения сигналов $\cos\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right]$, $\sin\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right]$. Составляющие токов i_s^{α} , i_s^{ρ} в датчике ДТ пересчитываются в систему координат d, q

$$i_s^d = i_s^{\alpha}\cos\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right] - i_s^{\rho}\sin\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right] ,$$

$$i_s^q = i_s^{\alpha}\sin\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right] - i_s^{\rho}\cos\left[p\int_0^t\omega(\tau)d\tau\right] .$$

Датчик главного потокосцепления ДП производит вычисление составляющих

$$\phi_0^d = \bar{L}_m\left(i_s^d + i_r^d\right) \qquad \text{и} \qquad \phi_0^q = \bar{L}_m\left(i_s^q + i_r^q\right) .$$

Тригонометрический анализатор ТА осуществляет вычисление модуля главного потокосцепления $|\phi_0|$ и составляющих $\cos\varphi_\phi$, $\sin\varphi_\phi$ с одновременной фильтрацией высокочастотных искажений, вносимых тиристорным преобразователем и зубцовыми гармониками[x]. Компенсирующие составляющие организуются при помощи блоков КУ1, КУ2 и датчика напряжения ДН. Преобразователи ПК1, ПК2 вычисляют составляющие токов статора и ротора в системе координат, вращающейся вместе с волной индукции в зазоре $i_{s1}, i_{s2}, i_{r1}, i_{r2}$ (относительно ротора МДП). Сигналы $|\phi_0|$ подаются на сравнивающие устройства и регуляторы каналов. Фазирующее устройство ФУ преобразует сигналы постоянного тока U_{r1}^* , U_{r2}^* в двухфазную систему напряжений, сфазированную с волной индукции в зазоре МДП в осях d , q .

Динамика модуля главного потокосцепления $|\phi_0|$ и составляющей тока статора i_{s2} при наличии системы управления описывается уравнениями

$$\frac{d}{dt}|\phi_0| = \alpha\left(|\phi_0|^* - |\phi_0|\right); \quad \frac{d}{dt}i_{s2} = \frac{\beta}{\gamma}\left(i_{s2}^* - i_{s2}\right) .$$

Таким образом, управление величинами $|\phi_0|$ и i_{s2} производится независимо.

Установившиеся режимы системы характеризуются соотношениями

$$U_{s1}^2 + U_{s2}^2 = |U_s|^2; \quad \bar{L}_m\left(i_{s1} + i_{s2}\right) = |\phi_0|_3 ,$$

$$\frac{k_s(1-k_r)}{\delta}U_{s2} + \frac{k_r(1-k_s)}{\delta}U_{r2} - \frac{(1-k_s)(1-k_r)}{\delta}\bar{L}_m p\omega i_{s1} =$$

$$= \omega_s|\phi_0|_3 - \frac{1-k_s}{\delta}p\omega|\phi_0|_3 - \frac{k_r(1-k_s)R_r - k_s(1-k_r)R_s}{\delta}i_{s2} .$$

---

[x] Дартау В.А. Устройство для измерения мгновенных значений модуля, частоты и выделения синусоидальной составляющей напряжения в многофазных системах. – Новые исследования в горной электромеханике. Л., изд. ЛГИ, 1973, вып. 5.

$$\frac{1}{\bar{L}'_s}\dot{U}_{s1} - \frac{k_r}{\bar{L}'_s}\dot{U}_{r1} - \frac{R_s + k_r R_r}{\bar{L}'_s}\, i_{s1} = \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma}\, p\omega\, i_{s2} -$$

$$- \omega_s i_{s2} - k_r \frac{R_r}{\bar{L}_m \bar{L}'_s}\left|\dot{\phi}_0\right|_3 ,$$

$$\left|\dot{\phi}_0\right| = \left|\dot{\phi}_0\right|_3 , \quad i_{s2} = i^*_{s2} .$$

В отличие от привода с короткозамкнутым асинхронным двигателем с системой векторного управления[x], рассматриваемая система обеспечивает величины моментов, ограничиваемые механическими и тепловыми нагрузками машины при постоянной величине индукции в зазоре. При $i_{s2} < 0$ система работает в генераторном режиме относительно статорной сети, при этом она инвариантна относительно скорости вращения ротора.

В рассматриваемой системе возможна организация эффективной защиты статорной обмотки от симметричных коротких замыканий. Рассмотрим, например, переходный процесс при симметричном коротком замыкании на статоре. В момент короткого замыкания напряжение сети скачком меняется до нуля. В это же время сигнал защиты устанавливает $i^*_{s2} = 0$. Во все время переходного процесса модуль главного потокосцепления машины остается постоянным, $\left|\dot{\phi}_0\right|_3 = \text{const}$, что гарантирует неизменность магнитной энергии машины. Отключение статорной обмотки осуществляется в этом случае остановкой волны индукции в зазоре машины относительно статора.

Если в канале управления i_{s2} регулятор является пропорциональным, то величина i_{s2} опадает экспоненциально

$$i_{s2} = i^*_{s2} \exp\left(-\frac{\beta}{\gamma}\, t\right).$$

Переходный процесс скорости вращения волны индукции в зазоре машины

$$\omega_\phi\left|\dot{\phi}_0\right| - \frac{1-k_s}{\sigma}\, p\omega\left|\dot{\phi}_0\right| + \frac{k_s(1-k_s)}{\sigma}\, p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s1} + \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma} R_s i_{s2} +$$

$$+ \frac{k_r(1-k_s)}{\sigma} R_r i_{r2} = \frac{k_s(1-k_r)}{\sigma}\, U_{s2} + \frac{k_r(1-k_s)}{\sigma}\, U_{r2} . \qquad (3)$$

Подставляя выражения (2) для $\dot{U}_r$ и (3) в (I) и полагая $\omega = \text{const}$, получим

$$\omega_\phi\left(\left|\dot{\phi}_0\right| + \bar{L}_{\sigma s} i_{s1}\right) - 2\frac{1-k_s}{\sigma}\, p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s1} + R_s i_{s2} + \frac{\beta}{\gamma}\bar{L}_{\sigma s}\left(i^*_{s2} - i_{s2}\right) - U_{s2} = 0, \qquad (4)$$

$$\frac{d}{dt}\, i_{s1} + \frac{R_s}{\bar{L}_{\sigma s}}\, i_{s1} = \omega_\phi i_{s2} - \bar{L}^{-1}_{\sigma s} U_{s1} . \qquad (4')$$

---

[x] Дартау В.А. *Система управления асинхронным приводом с использованием информации о потоке в зазоре двигателя.* – В кн.: Новые системы управления регулируемыми электроприводами. Тезисы докл., изд. ЛДНТП, 1973.

Для упрощения расчетов пренебрегаем величиной $L_{\delta s} i_{s1}$, по сравнению с $|\dot{\phi}_0|$, что вполне допустимо. Тогда система (4) станет линейной, причем дифференциальным является только (4′). Учитывая это, получим

$$\omega_\phi = \left[U_{s2} + 2\frac{1-k_s}{\sigma} p\omega \bar{L}_{\delta s} i_{s1} + R_s i_{s2} + \frac{\rho}{\gamma} \bar{L}_{\delta s}(i^*_{s2} - i_{s2})\right] |\phi_0|^{-1} .$$

Уравнение для i_{s1} примет вид

$$\frac{d}{dt} i_{s1} + \left(\frac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}} - 2\frac{1-k_s}{\sigma} p\omega \frac{\bar{L}_{\delta s} i_{s2}}{|\phi_0|}\right) i_{s1} = \left[\dot{U}_{s2} + R_s i_{s2} + \frac{\rho}{\gamma} \bar{L}_{\delta s}(i^*_{s2} - i_{s2})\right] \times |\phi_0|^{-1} - \bar{L}_{\delta s} \dot{U}_{s1} . \quad (5)$$

И для нашего случая

$$i_{s1} = i_{s1}(0) \exp\left\{-At - B\gamma\rho^{-1} \exp\left(-\rho\gamma^{-1} t\right)\right\} + \int_0^t \left(R_s - \rho\gamma^{-1}\bar{L}_{\delta s}\right) |\phi_0|^{-1} \times$$

$$\times\, i_{s2}(0) \exp\left\{-At - B\gamma\rho^{-1} \exp\left(-\rho\gamma^{-1} t\right)\right\} d\tau , \quad (6)$$

где $A = \dfrac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}}$; $B = 2\dfrac{1-k_s}{\sigma} p\omega L_{\delta s} i_{s2}(0) |\dot{\phi}_0|^{-1}$.

Анализ выражений (5), (6) показывает, что выбором регулятора составляющей i_{s2} (коэффициента $\frac{\rho}{\gamma}$) можно обеспечить весьма быстродействующую защиту от коротких замыканий, причем работа системы при больших значениях потокосцепления благоприятно сказывается на переходных процессах, протекающих в машине (например, параметр B обратно пропорционален модулю главного потокосцепления, что уменьшает влияние величины

$$\exp\left\{-B\frac{\gamma}{\rho} \exp\left(-\frac{\rho}{\gamma}\tau\right)\right\} .$$

Основные постоянные времени экспоненциальных членов не превышают величины $\bar{L}_{\delta s} R_s^{-1}$, которая для машин средней и большой мощности весьма мала. Выражения (5), (6) позволяют вычислить величину роторного напряжения $\dot{U}_r$ во время переходного процесса.

Рассмотрим короткое замыкание на холостом ходу. Переходные процессы в машине описываются выражениями

$$i_{s2} = 0 ; \quad |\dot{\phi}_0| = |\dot{\phi}_0|_э ; \quad i_{s1}(t) = i_{s1} \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}} t\right) ,$$

$$\omega_\phi = 2\frac{1-k_s}{\sigma} p\omega \bar{L}_{\delta s} i_{s1}(0) |\phi_0|^{-1} \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}} t\right) ,$$

$$U_{r1}(t) = R_r\left(i_{r1}(0) - i_{s1}(0) - R_r i_{s1}(0) \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}} t\right)\right) +$$

$$+ \frac{k_s(1-k_r)}{k_r(1-k_s)} R_s i_{s1}(0) \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\delta s}} t\right) ,$$

$$U_{r2}(t) = -k_r^{-1} p\omega \left|\phi_0\right|_3 + k_r^{-1} p\omega \bar{L}_{\sigma s} i_{s1}(0) \left[1 + \frac{\sigma}{1-k_s} - \right.$$

$$\left. - 2\bar{L}_m i_{s1}(0) \left|\phi_0\right|^{-1} \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\sigma s}} t\right)\right] \exp\left(-\frac{R_s}{\bar{L}_{\sigma s}} t\right) ,$$

откуда видно, что по управляющему воздействию U_r чрезмерных форсировок нет, хотя переходные процессы быстро затухают. Это объясняется тем, что управление производится при постоянной магнитной энергии машины.

Включение такой системы в контур управления скоростью позволяет формировать заданные переходные процессы скорости вращения вала машины.