

ПОДЧИНЕННОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПО ПАРАМЕТРУ СКОЛЬЖЕНИЯ РОТОРА

В.А.ДАРТАУ

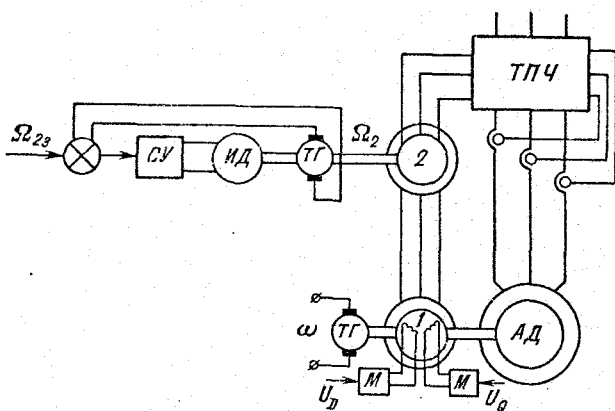


Рис.1. Система частотно-токового управления:

1 - синус-косинусный вращающийся трансформатор;
2 - дифференциальный датчик угла (сельсин); СУ - силовой
усилитель; ИД - исполнительный двигатель; М - моду-
лятор

Оригинальная схема системы управления (рис.1), предназначенная, по мнению авторов этой схемы [1,2], для управления моментом асинхронного двигателя, к сожалению, имеет неточности, допущенные в расчетах. Это привело к необоснованному заключению об эффективности данной системы управления.

Рассмотрим два примера расчета переходных процессов в системе частотно-токового управления.

Пример I. Разгон двигателя при одновременном включении сигналов управления

$$U_D = U_1(1 - \exp(-\Omega_{01}t)), \quad U_Q = U_2(1 - \exp(-\Omega_{02}t)), \quad (1)$$

$$\Omega_2 = \Omega_2 1(t).$$

Намагничивающая сила (НС) статора определяется в системе координат d, q

$$\dot{I}_S = k_0(U_D + jU_Q)\exp(j\Omega_2 t). \quad (2)$$

НС ротора в системе координат d, q

$$\frac{d}{dt} \dot{I}_r + \Omega_i \dot{I}_r = -k_r \frac{d}{dt} \dot{I}_s, \quad (3)$$

где $\Omega_i = R_2 L_r^{-1}$; L_m - индуктивность намагничивающего контура машины;
 L_r - индуктивность прямой последовательности ротора.

Подставляя (1) в (3), получим

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \dot{I}_r + \Omega_i \dot{I}_r = k_r \Omega_2 k_0 U_a \exp(j\Omega_2 t) - k_r k_0 \left(\frac{d}{dt} U_a \right) j \exp(j\Omega_2 t) - \\ - k_r k_0 \left(\frac{d}{dt} U_D \right) \exp(j\Omega_2 t) - k_r k_0 \Omega_2 j \exp(j\Omega_2 t). \end{aligned}$$

Переходя к преобразованию Лапласа, учитывая (1) и полагая $\gamma = \Omega_2 t$,
 $\gamma|_{t=0} = 0$, $\dot{I}_r|_{t=0} = 0$, получим

$$\dot{I}_r(s) = \frac{k_r k_0}{s + \Omega_i} \left\{ \frac{U_2 - jU_1}{s - j\Omega_2} - U_2 \frac{\Omega_2 + j\Omega_{02}}{s - j\Omega_2 + \Omega_{02}} - U_1 \frac{\Omega_{01} - j\Omega_2}{s - j\Omega_2 + \Omega_{01}} \right\}. \quad (4)$$

Оригиналом (4) является

$$\begin{aligned} \dot{I}_r(t) = k_0 k_r \left\{ \frac{\Omega_2 (U_2 - jU_1)}{\Omega_i + j\Omega_2} \left(\exp(j\Omega_2 t) - \exp(-\Omega_i t) \right) - \right. \\ - \frac{U_2 (\Omega_2 + j\Omega_{02})}{\Omega_i - \Omega_{02} + j\Omega_2} \left(\exp(-\Omega_{02} t) \exp(j\Omega_2 t) - \exp(-\Omega_i t) \right) - \\ \left. - \frac{U_1 (\Omega_{01} - j\Omega_2)}{\Omega_i + j\Omega_2 - \Omega_{01}} \left(\exp(-\Omega_{01} t) \exp(j\Omega_2 t) - \exp(-\Omega_i t) \right) \right\}. \quad (5) \end{aligned}$$

Для получения переходного процесса при входных сигналах $U_D = U_1 1(t)$,
 $U_a = U_2 1(t)$, $\Omega_2 = \Omega_2 1(t)$ достаточно в (5) осуществить предельный
 переход $\Omega_{01} \rightarrow \infty$, $\Omega_{02} \rightarrow \infty$.

Тогда

$$\dot{I}_r(t) = k_r k_0 \left\{ \frac{\Omega_2 (U_2 - jU_1)}{\Omega_i + j\Omega_2} \exp(j\Omega_2 t) - \left[U_1 + jU_2 \frac{\Omega_2 (U_2 - jU_1)}{\Omega_i + j\Omega_2} \right] \exp(-\Omega_i t) \right\}.$$

Момент, развиваемый машиной при условии $\Omega_2 = \Omega_i \frac{U_1}{U_2}$, имеет вид

$$M = \frac{3}{2} p L_m k_r k_0^2 \left[U_1 U_2 - (U_1 U_2 \cos \Omega_2 t + U_2^2 \sin \Omega_2 t) \exp(-\Omega_i t) \right].$$

Отсюда видно, что существует переходный момент

$$M_{\Pi} = -\frac{3}{2} p L_m k_r k_0^2 (U_1 U_2 \cos \Omega_2 t + U_2^2 \sin \Omega_2 t) \exp(-\Omega_i t),$$

который в указанных выше работах не учитывается.

□

Пример 2. Последовательное включение асинхронного двигателя в два этапа.

Этап первый. $U_D = U_1(1 - \exp(-\Omega_{01}t))$, $U_Q \equiv 0$, $\Omega_2 \equiv 0$ при нулевых начальных условиях.

Проводя аналогичные примеру I вычисления и осуществляя предельный переход $\Omega_{01} \rightarrow 0$, получим реакцию системы на сигнал вида $U_D = U_1 1(t)$,

$$\dot{I}_r(t) = -k_r k_0 U_1 \exp(-\Omega_i t) = i_d.$$

Главное потокоцепление машины $\Phi_0 = L_m(\dot{I}_s + \dot{I}_r)$ в осях d, q имеет вид

$$\Phi_0 = L_m k_0 U_1 (1 - k_r \exp(-\Omega_i t)).$$

Полагая $U_1 = k_0^{-1} L_m^{-1} |\Phi_0|_3$, получим

$$\dot{\Phi}_0 = |\Phi_0|_3 (1 - k_r \exp(-\Omega_i t)).$$

Этап второй. $U_D \equiv U_1$; $U_Q = U_2(1 - \exp(-\Omega_{02}t))$; $\Omega_2 = \Omega_2 1(t)$ при нулевых начальных условиях

$$\dot{I}_r|_{t=0} = 0, \quad \gamma|_{t=0} = 0.$$

Проводя вычисления, как и в примере I, и осуществляя предельный переход $\Omega_{02} \rightarrow \infty$, получим

$$\begin{aligned} \dot{I}_r(t) = k_r k_0 \left\{ \frac{\Omega_2(U_2 - jU_1)}{\Omega_i + j\Omega_2} \exp(j\Omega_2 t) - \right. \\ \left. - \left[jU_2 + \frac{\Omega_2(U_2 - jU_1)}{\Omega_i + j\Omega_2} \right] \exp(-\Omega_i t) \right\}. \end{aligned}$$

Полагая $\Omega_2 = \Omega_i \frac{U_1}{U_2}$, определим момент, развиваемый двигателем,

$$M = \frac{3}{2} p k_r k_0^2 L_m \left[U_1 U_2 + (U_1^2 - U_2^2) \exp(-\Omega_i t) \sin \Omega_2 t \right].$$

И в этом случае существует переходный момент

$$M_n = \frac{3}{2} p k_r k_0^2 L_m (U_1^2 - U_2^2) \exp(-\Omega_i t) \sin \Omega_2 t.$$

Следует отметить, что в последнем случае для приводов малой мощности ($< 2-3$ кВт) переходный момент действительно мал, так как $\Omega_i = R_2 L_2^{-1}$ велика, и за время нарастания величины $\sin \Omega_2 t$ величина $\exp(-\Omega_i t)$ падает до весьма малых значений.

Рассмотренные примеры показывают, что момент, развиваемый двигателем, сложным образом зависит от управляющих сигналов U_D , U_Q , Ω_2 даже в простейшем случае, когда эти сигналы являются ступеньками

$$U_D = U_1 1(t), \quad U_Q = U_2 1(t), \quad \Omega_2 = \Omega_2 1(t).$$

В случае, когда строится замкнутая система управления, где сигналы U_D , U_Q , Ω_2 являются функциями переменных состояния, переходные моменты могут совершенно исключить желаемый вид момента, развиваемого двигателем.

Преодолеть этот недостаток можно, анализируя выражение момента, развиваемого асинхронным двигателем. Действительно, момент определяется одним из выражений

$$M = \frac{3}{2} p \dot{\phi}_0 \times \dot{I}_s ; \quad (6)$$

$$M = \frac{3}{2} p L_m \dot{I}_r \times \dot{I}_s . \quad (6')$$

Но измерение НС ротора $\dot{I}_r$ простыми средствами весьма затруднительно, в то время как главное потокосцепление машины $\dot{\phi}_0$ можно измерить либо непосредственно при помощи датчиков Холла, установленных в расточке статора по осям α , β (ось α совпадает с магнитной осью фазы А), либо при помощи несложных вычислительных устройств, включающих измерительные обмотки, уложенные в расточку статора по осям α , β . Поэтому, принимая за опорное выражение (6), получим

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

где $|\dot{\phi}_0|$ - модуль главного потокосцепления машины; I_{s2} - составляющая НС статора, сдвинутая на $\pi/2$ электрических радиан относительно волны индукции в зазоре машины.

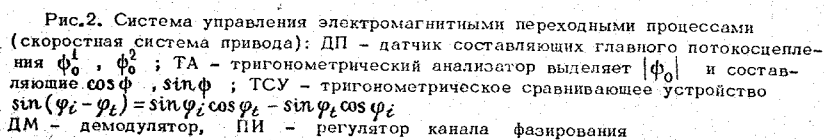
Используя выражение (2) для НС статора в системе частотно-токового управления, делаем заключение: если $\Omega_2(t)$ точно совпадает со скоростью вращения поля в зазоре $\omega_\phi(t)$ во все время управления, то составляющая U_Q полностью определяет составляющую I_{s2} , а U_D - составляющую I_{s1} , которая определяет [3] модуль главного потокосцепления. Следовательно, эти составляющие управляют модулем главного потокосцепления и моментом, развиваемым машиной.

Система управления переходными процессами, использующая указанное выше заключение, должна строиться двухканальной. Первый канал формирует сигнал U_D , управляющий модулем главного потокосцепления машины (амплитуду индукции в зазоре), второй - сигналы U_Q и Ω_2 , управляющие моментом двигателя. Функциональная схема такой системы приведена на рис.2. Она имеет три контура управления: контур управления модулем главного потокосцепления, контур управления скоростью вращения и контур фазирования НС статора относительно волны индукции в зазоре.

Контур фазирования, тригонометрическое сравнивающее устройство ТСУ и тригонометрический анализатор ТА можно рассчитать по ранее известной методике [4], а контуры $|\dot{\phi}_0|$ и ω - по методике, применяемой при расчете систем постоянного тока.

Для рассматриваемой системы НС статора подчиняется соотношению

$$\dot{I}_s = k_0 (U_D + j U_Q) \exp(j \varphi_\phi) ,$$


$$M = \frac{3}{2} \rho k_r L_m k_0^2 U_1 U_2,$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением. М., Энергия, 1974.
2. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором при частотно-токовом управлении. - Энергетика и транспорт, 1971, № 3.
3. 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.
4. Дартау В.А. Устройства для измерения мгновенных значений модуля, частоты и выделения синусоидальной составляющей напряжения в многофазных системах. - Новые исследования в горной электромеханике, 1973, вып. 5.