

СПОСОБЫ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ВНУТРЕННИХ СВЯЗЕЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ

При компенсации внутренних обратных связей асинхронного двигателя (АД), питаемого от источника напряжения, в системе векторного управления, основанной на принципе ориентации системы координат по потокоцеплению ротора (система dq), обычно пренебрегают инерционностью преобразователя частоты (ПЧ) и датчиков измеряемых величин.

Между тем, на выходе преобразователей частоты обычно устанавливаются фильтры для сглаживания высших гармонических составляющих в сигнале обратной связи по току, которые при определенных условиях приводят к искажению статической характеристики преобразователя. Минимальное значение постоянной времени этого фильтра T_Φ для непосредственных преобразователей частоты согласно [1] составляет

$T_{\Phi \min} > \frac{3}{2m_1\omega_1}$, где ω_1 – круговая частота напряжения сети; m_1 – число фаз питающей сети. Широко-

импульсные преобразователи вносят в прямой канал системы управления запаздывание $\tau_{\Pi} = 2/f_k$, обратно пропорциональное частоте f_k коммутации вентилях. С повышением мощности привода допустимая частота коммутации вентилях уменьшается и может оказаться меньше 1 кГц [2]. Определенной инерционностью могут обладать и датчики.

Таким образом, существуют ситуации, когда при синтезе и анализе системы электропривода ПЧ необходимо представить не безынерционным, а апериодическим звеном

$$W_{\text{ПЧ}}(p) = \frac{K_{\text{ПЧ}}}{T_{\mu}p + 1},$$

где T_{μ} – малая суммарная не компенсируемая постоянная времени привода.

Покажем необходимость учета этой инерционности при компенсации внутренних обратных связей АД.

Как известно, связями, подлежащими компенсации, в рассматриваемой системе векторного управления, являются:

$$\left. \begin{array}{l} L_{s0} I_{sq} \omega_{\Psi} \\ -L_{s0} I_{sd} \omega_{\Psi} \\ \Psi_r K_r / T_r \\ -\Psi_r K_r Z_p \omega \end{array} \right\}, \quad (1)$$

где $L_{s0} = \sigma L_s$; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – полный коэффициент рассеяния; $K_r = \frac{L_m}{L_r}$; L_s – суммарная индуктивность статора; L_r – суммарная индуктивность ротора; L_m – взаимдуктивность обмоток статора и ротора; I_{sq} – моментобразующая составляющая тока статора; I_{sd} – потокообразующая составляющая тока статора; Z_p – число пар полюсов двигателя; T_r – электромагнитная постоянная времени ротора; ω – скорость вращения ротора; ω_{Ψ} – скорость вращения вектора потокоцепления ротора Ψ_r .

Для компенсации влияния связей (1) на качество регулирования обычно систему управления дополняют противоположными по знаку обратными связями по соответствующим сигналам АД (измеренным или сформированным при помощи моделей или наблюдателей состояния), которые заводят на входы координатного преобразователя dq-АВС, установленного перед ПЧ. При учете инерционности каналов управления такую компенсацию можно назвать запаздывающей.

На рисунке 1а представлены в относительных единицах (о.е.) переходные процессы электромагнитного момента, скорости и потокоцепления ротора в двухзонной системе векторного управления АД с описанным выше способом компенсации при разгоне от задатчика интенсивности (ЗИ) и набросе нагрузки при $T_{\mu}=3$ мс.

Исследования проводились методом математического моделирования для короткозамкнутого асинхронного двигателя МТК-12-6 со следующими номинальными данными и параметрами:

$$\begin{aligned} P_n &= 22 \text{ кВт}, n_n = 940 \text{ об/мин}, U_{\text{шн}} = 220 \text{ В}, I_{\text{шн}} = 46 \text{ А}, I_{\text{схх}} = 21 \text{ А}, J = 0.637 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \\ L_m &= 0.031 \text{ Гн}, \sigma = 0.068, \sigma_s = 0.032, \sigma_r = 0.039, R_s = 0.218 \text{ Ом}, R_r = 0.36 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Из рисунка видно, что при удовлетворительном качестве переходных процессов в начале разгона при его окончании и набросе нагрузки наблюдаются значительные колебания момента и потокоцепления. Их амплитуда и характер затухания зависят от параметров двигателя и от величины задания на скорость (чем больше

установившееся значение скорости, тем выше колебательность). Это обусловлено запаздыванием компенсирующих сигналов на время T_{μ} .

На рисунке 1б представлены переходные процессы в системе, где компенсация перекрёстных связей (первые две связи в выражениях (1)) осуществлялась через координаты АД, а компенсация сигналов, в которые входят Ψ_r и ω – с использованием сигналов задания на эти координаты из системы управления. Как видим, хотя амплитуда колебаний и время их затухания уменьшились, качество переходных процессов нельзя признать удовлетворительным.

На рисунке 1в изображены переходные процессы при компенсации всех связей (1) с использованием сигналов задания на них из системы управления (упреждающая компенсация).

Из рисунка видно, что, колебания момента и потокосцепления приняли допустимый характер, однако при этом несколько уменьшился темп нарастания и спада момента на максимальной скорости.

Наилучшее качество компенсации перекрёстных связей достигается при совместном использовании (долевое участие) сигналов обратной связи по составляющим тока статора U_{OT} , и сигналов задания на эти токи U_{3T} (рисунок 1г) в соответствии с формулой:

$$U_{KT} = \frac{U_{OT}m + U_{3T}n}{m + n}, \quad (2)$$

где m, n – коэффициенты, подбираемые в процессе моделирования.

При этом компенсация связей, в которые входят Ψ_r и ω , производилась по каналу задания.

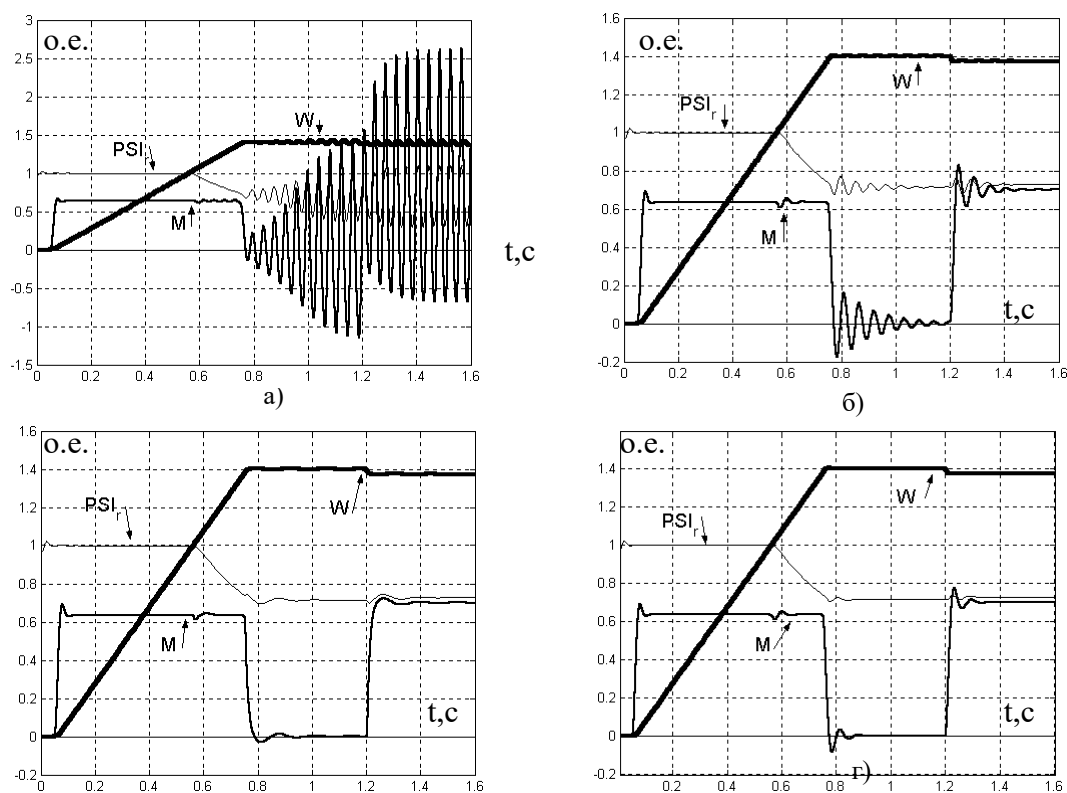


Рисунок 1 – Переходные процессы при различных методах компенсации связей двигателя

Следует отметить, что при работе привода без задатчика интенсивности, сигнал скорости ротора, участвующий в формировании компенсирующей связи по противо-ЭДС двигателя нельзя заменять сигналом задания на скорость, так как в этом случае, в отличие от системы с ЗИ, сигнал задания изменяется скачком, а не линейно. Что же касается потокосцепления ротора Ψ_r , то в каналах компенсации его, как и в системе с ЗИ, лучше заменить сигналом задания.

Перекрёстные связи по-прежнему наилучшим образом компенсируются при использовании формулы (2).

Литература

1. Слежановский О.В. Системы подчинённого регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. Москва, "Энергоатомиздат", 1983.-256 с.
2. Leonhard W. Control of electrical drives. 2-nd Ed. Springer Verlag, 1997.