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

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МАШИНАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В.А.ДАРТАУ, В.В.РУДАКОВ

Векторное управление машинами переменного тока отличается от традиционных систем управления частотных приводов тем, что при формировании управляющих сигналов (вектора напряжения) учитывается взаимное положение обобщенных векторов электромагнитных величин. Целесообразность такого учета становится ясной, если проанализировать выражения электромагнитного момента.

Момент, развиваемый машиной переменного тока, определяется векторным произведением двух обобщенных векторов электромагнитных величин:

$$M_{эм} = \frac{3}{2} p \Psi_0 \times i_s = \frac{3}{2} p k_r \Psi_r \times i_s = \frac{3}{2} p L_m i_r \times i_s , \qquad (1)$$

где Ψ_0 и Ψ_r – обобщенные векторы главного потокосцепления и потокосцепления ротора; i_s и i_r – обобщенные векторы токов статора и ротора; k_r – коэффициент потокосцепления ротора; L_m – индуктивность намагничивающего контура.

Общее выражение модуля векторного произведения двух векторов через их координаты имеет вид

$$M = x \times y = x_1 y_2 - x_2 y_1 . \qquad (2)$$

Если совместить абсциссу системы координат с вектором x, то

$$M = x \times y = x_1 y_2 = |x| y_2 . \qquad (3)$$

Применяя это выражение к электромагнитному моменту по формуле (1), видим, что управлять электромагнитным моментом можно только двумя электромагнитными величинами, в отличие от общего случая, где необходимо управлять четырьмя величинами.

Определение двух составляющих, входящих в выражение электромагнитного момента (1), предполагает использование вращающихся систем координат, связанных с обобщенными векторами. Исходными системами координат, в которых измеряются составляющие обобщенных векторов, являются системы координат, связанные со статором ($\alpha - \beta$) и неподвижные в пространстве

или связанные с ротором ($d-q$) и вращающиеся вместе с ним. Мгновенное положение обобщенного вектора в этих системах координат определяется направляющими синусами вектора, сигналами которых являются нормированные по амплитуде составляющие вектора в исходной системе координат. Одновременно направляющие косинусы вектора, опорного для вращающейся системы координат (совпадающего с одной из осей координат), являются направляющими косинусами и вращающейся системы координат.

Составляющие второго обобщенного вектора во вращающейся системе координат вычисляются при помощи преобразователя координат, реализующего выражения (например, для обобщенного вектора тока статора)

$$i_{s1} = i_{s\alpha}\cos\psi + i_{s\beta}\sin\psi\ ;$$
$$i_{s2} = -i_{s\alpha}\sin\psi + i_{s\beta}\cos\psi\ , \qquad (4)$$

где i_{s1} , i_{s2} и $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ - составляющие вектора тока статора соответственно во вращающейся системе координат I и 2 и в системе координат α и β (рис.I).

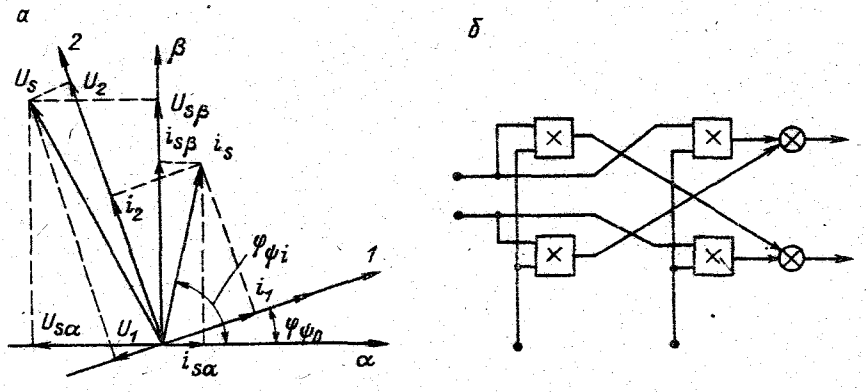


Рис.1. Преобразование координат обобщенных векторов: а - векторная диаграмма; б - принципиальная схеме преобразователя координат

Конкретный вид вращающейся системы координат и, следовательно, опорный вектор выбираются исходя из требований, предъявляемых к приводу.

Управление электромагнитным моментом можно организовать при помощи двух каналов: канала управления модулем опорного вектора и канала управления квадратурной составляющей второго обобщенного вектора.

Рассмотрим системы дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в машинах переменного тока, во вращающихся системах координат. Как показывает анализ, наиболее перспективны опорные векторы главного потокосцепления ψ_0 и потокосцепления ротора ψ_r .

Для опорного вектора ψ_0 система принимает вид

$$\frac{d}{dt} i_1 = -\frac{R_s + k_r R_r}{L_s} i_1 + \frac{\sigma_s}{\sigma} p\omega i_2 +$$

$$+ (\omega_{\psi 0} - p\omega) i_2 + \frac{R_r}{L_r L_s'} |\psi_0| + \frac{1}{L_s'} (U_{s1} - k_r U_{r1});$$

$$\frac{d}{dt} i_2 = -\frac{R_s + k_r R_r}{L_s'} i_2 - \frac{1}{L_s'} p\omega |\psi_0| -$$

$$- (\omega_{\psi 0} - p\omega) i_1 - \frac{\sigma_s}{\sigma} p\omega i_1 + \frac{1}{L_s'} (U_{s2} - k_r U_{r2});$$

$$\frac{d}{dt} |\psi_0| = -\frac{\sigma_s}{\sigma} \frac{R_r}{L_r} |\psi_0| - \frac{k_s \sigma_r R_s - k_r \sigma_s R_r}{\sigma} i_1 + \quad (5)$$

$$+ \frac{k_s \sigma_r}{\sigma} p\omega i_2 + \frac{k_s \sigma_r}{\sigma} U_{s1} + \frac{k_r \sigma_s}{\sigma} U_{r1};$$

$$(\omega_{\psi 0} - p\omega) |\psi_0| = -\frac{k_s \sigma_r}{\sigma} p\omega |\psi_0| - \frac{k_s \sigma_r R_s - k_r \sigma_s R_r}{\sigma} i_2 -$$

$$- \frac{k_s \sigma_r}{\sigma} L_{\sigma s} p\omega i_1 + \frac{k_s \sigma_r}{\sigma} U_{s2} + \frac{k_r \sigma_s}{\sigma} U_{r2};$$

$$J \frac{d}{dt} \omega = \frac{3}{2} p |\psi_0| i_2 - M_c,$$

где R_s и R_r – активные сопротивления фаз статора и ротора; σ_s, σ_r, σ – коэффициенты потокосцеплений рассеяния; $\omega_{\psi 0}$ – мгновенная частота вращения волны индукции в зазоре машины (обобщенного вектора главного потокосцепления); U_{s1}, U_{s2} и U_{r1}, U_{r2} – составляющие обобщенных векторов напряжений статора и ротора; p – число пар полюсов машины; $p\omega$ – частота вращения ротора в пространственных угловых единицах.

Опорный вектор ψ_r

$$\frac{d}{dt} i_1 = -\frac{R_s + k_r^2 R_r}{L_s'} i_1 + \frac{k_r R_r}{L_s' L_r} |\psi_r| + \omega_{\psi r} i_2 + \frac{1}{L_s'} (U_{s1} - k_r U_{r1});$$

$$\frac{d}{dt} i_2 = -\frac{R_s + k_r^2 R_r}{L_s'} i_2 - \frac{k_r}{L_s'} p\omega |\psi_r| - \omega_{\psi 2} i_1 + \frac{1}{L_s'} (U_{s2} - k_r U_{r2});$$

$$\frac{d}{dt} |\psi_r| = -\frac{R_r}{L_r} |\psi_r| + k_r R_r i_1 + U_{r1}; \quad (6)$$

$$(\omega_{\psi r} - p\omega) |\psi_r| = k_r R_r i_1 + U_{r2};$$

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

где $\omega_{\psi r}$ – частота вращения обобщенного вектора потокосцепления ротора в неподвижной системе координат.

Системы уравнений (5) и (6) показывают, что при наличии управляемых преобразователей частоты в статорной и роторной цепях можно организовать независимое управление всеми четырьмя составляющими обобщенных векторов электромагнитных величин. Это обеспечивается наличием четырех независимых управляющих воздействий U_{s1}, U_{s2}, U_{r1}, U_{r2}, которые могут быть сформированы системой управления, включающей четыре канала управления.

В случае питания машины преобразователем частоты только со стороны статора (асинхронный короткозамкнутый двигатель или машина двойного питания) или ротора независимое управление можно организовать двумя составляющими обобщенных векторов (например, $|\Psi_0|$ и i_2), что и требуется для формирования электромагнитного момента.

Во всех системах векторного управления необходимо вычислять значения составляющих обобщенных векторов во вращающихся системах координат. Как уже указывалось, это осуществляется измерением составляющих опорного вектора в координатах, связанных со статором или ротором, и последующего преобразования сигналов при помощи преобразователя координат. Использование в качестве опорных векторов главного потокосцепления или потокосцепления ротора позволят построить наиболее простые в техническом отношении системы. В этом случае составляющие опорного вектора определяются датчиками магнитной индукции (например, датчиков Холла), расположенными в расточке статора и сдвинутых относительно друг друга на $\pi/2$ эл.радиан.

Составляющие главного потокосцепления при этом определяются непосредственно, так как величина индукции в зазоре прямо пропорциональна составляющим главного потокосцепления, а составляющие вектора потокосцепления ротора – при помощи вычислителя, реализующего формулы

$$\Psi_{r\alpha} = k_r^{-1}\Psi_{0\alpha} - L_{\sigma r} i_{s\alpha};$$
$$\Psi_{r\beta} = k_r^{-1}\Psi_{0\beta} - L_{\sigma r} i_{s\beta}. \qquad (7)$$

Заметим, что возможность прямого измерения составляющих главного потокосцепления дает основания к предпочтению этой системы перед системой с опорным вектором потокосцепления ротора, так как в последней используются те же датчики, но вычислитель имеет коэффициенты, зависящие от параметров машины k_r, $L_{\sigma r}$, которые требуют точного определения и зачастую не стабильны во времени; кроме того, для машин с массивным ротором эти параметры зависят от режима (частоты вращения и нагрузки).

Рассмотрим систему частотного электропривода на базе асинхронного короткозамкнутого двигателя с системой векторного управления. В качестве опорного примем вектор главного потокосцепления. Система с опорным вектором потокосцепления ротора применена в системе Трансвектор фирмы Сименс.[x]

---

[x] К.П. Ковач, И. Рац. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.–Л., Госэнергоиздат, 1963.

F. Blaschke. – „Siemens – Zeitschrift", Bd.45, H.10, 1971.

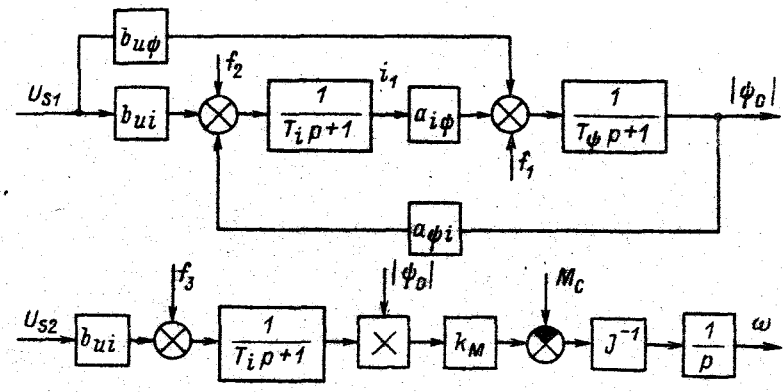


Рис.2. Структурная схема асинхронной машины

Динамика асинхронной машины описывается системой уравнений (5), которой соответствует структурная схема (рис.2). Постоянные времени и коэффициенты усиления определяются по параметрам машины:

$$T_i = \frac{L'_S}{R_S + k_r R_r}; \quad T_\psi = \frac{\sigma}{\sigma_S}\frac{L_r}{R_r}; \quad a_{i\psi} = -\frac{L_r}{R_r}\frac{k_S\sigma_r R_S - k_r\sigma_S R_r}{\sigma_S};$$

$$b_{u\psi} = \frac{k_S}{\sigma_S}\frac{L_{\sigma r}}{R_r}; \quad a_{\psi i} = \frac{R_r}{L_r(R_S + k_r R_r)}; \quad b_{ui} = \frac{1}{R_S + k_r R_r};$$

$$k_M = \frac{3}{2}p .$$

Так как рассматривается АД с короткозамкнутым ротором, то $U_{r_1} = 0$ и $U_{r_2} = 0$. Перекрестные нелинейные связи f_1, f_2, f_3 определяют нелинейное влияние каналов друг на друга и в каждом канале могут рассматриваться как возмущающие воздействия. Это позволяет считать каждый канал линейным с внутренней адитивной помехой.

Система векторного управления включает канал управления модулем главного потокосцепления и канал управления частотой вращения ротора асинхронной машины. В схеме на рис.3 настройка регуляторов прямых каналов обеспечивает переходные процессы, соответствующие техническому оптимуму в канале модуля главного потокосцепления и симметричному в канале управления частотой вращения, при условии отсутствия перекрестных связей, для подавления которых применены контуры условных обратных связей. В системе составляющая тока статора i_1 является свободной неуправляемой переменной, динамика преобразователя частоты описывается звеном первого порядка с постоянной времени T_μ.

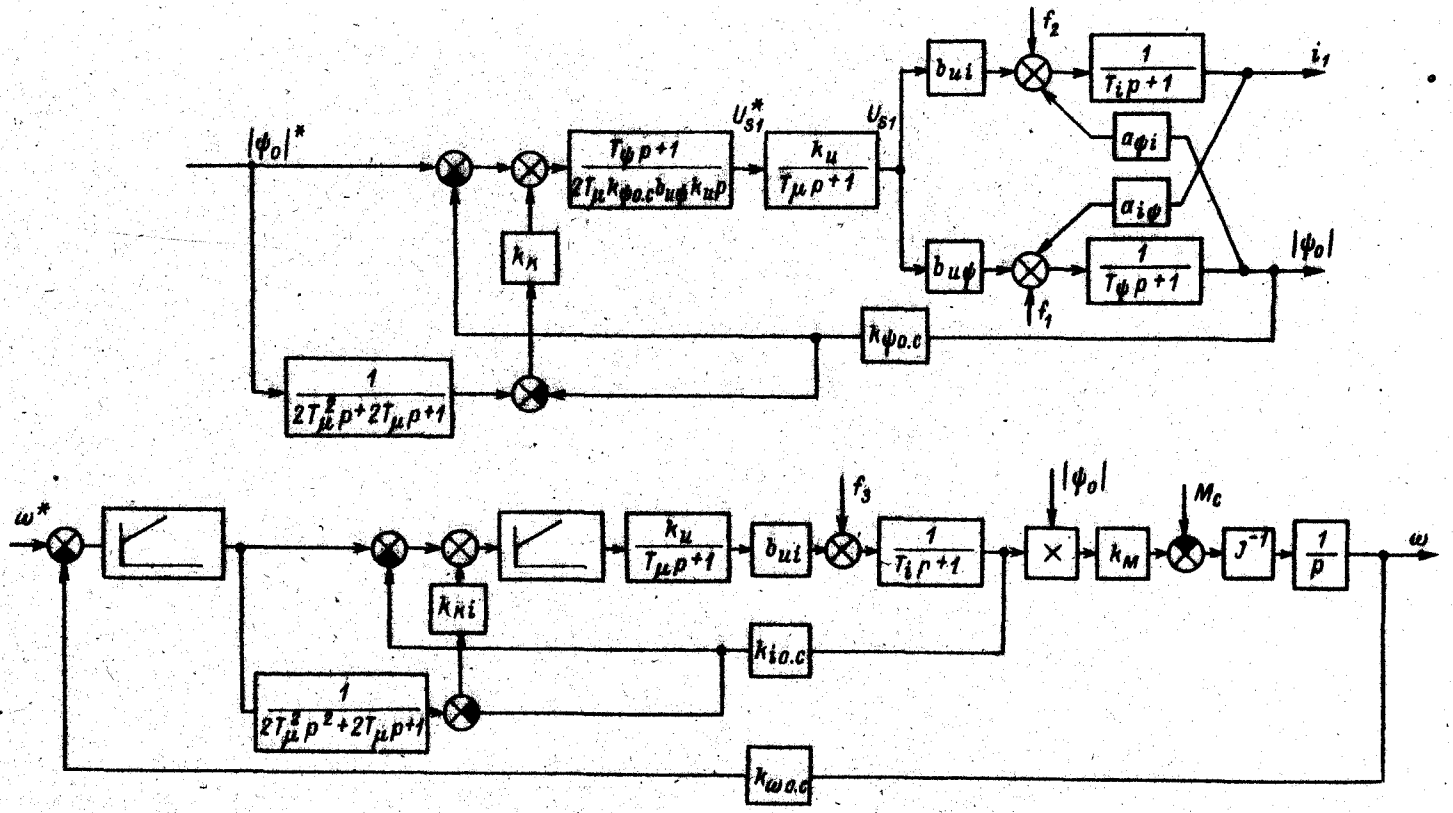


Рис.3. Структурная схема частотного привода

Регулятор в прямой связи канала управления модулем главного потокосцепления принимается пропорционально-интегральным с передаточной функцией

$$W_{p\psi}(p) = k_2 \frac{T_\psi p + 1}{p}, \qquad (8)$$

где

$$k_2 = \frac{1}{2 T_\mu k_u k_{\psi\,o.c} b_{u\psi}}.$$

Тогда передаточная функция канала управления

$$\frac{|\psi_0|(p)}{|\psi_0|^*(p)} = \frac{k^{-1}_{\psi\,o.c}}{2T^2_\mu p^2 + 2T_\mu p + 1}. \qquad (9)$$

При этом возмущения не учитываются.

Степень подавления влияния перекрестных связей (помехи) может быть оценена по передаточной функции относительно точки суммирования помехи f_1 :

$$W_f(p) = \frac{\frac{2T_\mu}{k_к + 1} p (T_\mu p + 1)}{\left(\frac{2T^3_\mu}{k_к + 1} p^3 + \frac{2T_\mu}{k_к + 1} p + 1\right)(T_\psi p + 1)}. \qquad (10)$$

Передаточная функция (10) показывает, что в системе отсутствует статическая ошибка от помехи.

Таким образом, контур управления модулем главного потокосцепления может быть настроен по техническому оптимуму. Канал управления частотой вращения ротора настраивается аналогично. Контур управления составляющей тока i_2 – по техническому оптимуму; контур частоты вращения – по симметричному. Перекрестные связи подавляются контуром условной обратной связи по составляющей тока i_2 .