Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. XCIV, 1982 г.

УДК 621.3.078:621.313.333

ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНОЙ С ОРИЕНТИРОВАНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

И.М.СТОЛЯРОВ, З.Б.СЛЕПЦОВА

Синтез системы управления переходными процессами в частотно-регулируемом асинхронном приводе непосредственно по уравнениям равновесия (уравнениям Парка - Горева)[2]

$$\frac{d}{dt}\Gamma = A\Gamma + A(\omega)\Gamma + BU, \qquad (1)$$

где Γ - матрица определяющих векторов; U - матрица управляющих напряжений; A - матрица постоянных коэффициентов; $A(\omega)$ - матрица переменных коэффициентов; B - матрица управления, приводит к структурной схеме [3], в которой осуществляется формирование составляющих напряжения статора u_{s1} и u_{s2}.

Для реализации такой структурной схемы необходим специальный преобразователь частоты, в котором управление частотой и напряжением осуществляется по составляющим u_{s1} и u_{s2}. Эта же задача может быть решена применительно к частотно-регулируемому приводу со стандартным преобразователем частоты, управляемым по каналам задания напряжения статора U_{sm} и частоты этого напряжения ω_{U_s}. Для управления переходными процессами система управления должна стабилизировать потокосцепление (или управлять им по заданному закону) и управлять частотой напряжения в соответствии с заданным законом изменения частоты вращения ротора, а также с учетом фазовых соотношений между определяющими векторами машины.

Для повышения точности работы системы необходимо определить, какие из возможных определяющих векторов потокосцепления - Ψ_s (статора), Ψ_0 (воздушного зазора), Ψ_r (ротора) - следует выбрать. Если в качестве датчика потокосцепления взять измерительную катушку (самый надежный датчик потокосцепления), то наиболее точно может быть измерена величина Ψ_s. При этом измерительная катушка укладывается в пазы статора. Если расстояние между сторонами катушки равно диаметральному шагу обмотки статора, то та-

кой датчик выявляет полный гармонический состав потокосцепления. Изменяя это расстояние (задавая величину укорочения шага), можно фильтровать сигнал на выходе датчика.

Для синтеза системы управления потокосцеплением статора Ψ_s, пользуясь уравнением (I), можем записать

$$\dot{U}_s = \frac{d\dot{\Psi}_s}{dt} + \dot{I}_s R_s . \qquad (2)$$

Оценим величину $\dot{I}_s R_s$. Известно [I, с.449], что активное сопротивление статора в относительных единицах $R_s^* \in [0{,}01;\ 0{,}08]$, причем бо́льшие значения R_s^* соответствуют машинам меньшей мощности. Как видим, величина $(I_s R_s)^*_{ном}$ для машин средней мощности лежит в пределах погрешности системы регулирования, и пренебрежение этим членом вполне допустимо.

Учитывая, что

$$\dot{U}_s = U_{sm} e^{j\alpha_{u_s}}; \quad \dot{\Psi}_s = \Psi_{sm} e^{j\alpha_{\Psi_s}},$$

где U_{sm}, Ψ_{sm} - амплитуды векторов напряжения и потокосцепления; α_{u_s}, α_{Ψ_s} - фазы векторов напряжения и потокосцепления, уравнение (2) можно переписать в виде

$$U_{sm} e^{j(\alpha_{u_s} - \alpha_{\Psi_s})} = \frac{d\Psi_{sm}}{dt} + j\omega_{\Psi_s}\Psi_{sm}, \qquad (3)$$

где

$$\omega_{\Psi_s} = \frac{d\alpha_{\Psi_s}}{dt} = \frac{\Psi'_{s\rho}\Psi_{s\alpha} - \Psi'_{s\alpha}\Psi_{s\rho}}{\Psi^2_{sm}}; \qquad (4)$$

$$\Psi_{sm} = \left(\Psi^2_{s\alpha} + \Psi^2_{s\rho}\right)^{\frac{1}{2}};$$

$\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\rho}$ - составляющие вектора потокосцепления в координатах статора α, ρ.

Назовем $\omega_{\Psi_s}\Psi_{sm}$ постоянной составляющей напряжения, а $d\Psi_{sm}/dt$ - переходной. Для стабилизации потокосцепления можно построить укороченную систему управления с точностью до переходной составляющей. Из уравнения (I) следуют такие фазовые соотношения:

$$\alpha_{u_s} - \alpha_{\Psi_s} = \operatorname{arctg}\frac{\omega_{\Psi_s}\Psi_{sm}}{\frac{d}{dt}\Psi_{sm}}; \qquad (5)$$

$$\alpha_{\Psi_s} - \alpha_{\Psi_r} = \operatorname{arctg}\frac{\omega_{\Psi_r} - \omega}{\frac{1}{\Psi_{rm}}\frac{d\Psi_{rm}}{dt} + \frac{1}{T'_r}}, \qquad (6)$$

где Ψ_{rm} - амплитудное значение вектора потокосцепления ротора $\dot{\Psi}_r$; ω_{Ψ_r} - частота вращения вектора Ψ_r; T'_r - параметр машины.

Из равенств (5) и (6) получим уравнение частот

$$\omega_{u_s} = \omega + \frac{M}{\frac{mp}{2R_r}\Psi_{rm}^2} + \frac{1}{1+\lambda_1^2}\frac{d\lambda_1}{dt} + \frac{1}{1+\lambda_2^2}\frac{d\lambda_2}{dt}, \qquad (7)$$

где ω - частота вращения ротора; M - электромагнитный момент; m, p, R_r - параметры машины;

$$\lambda_1 = \frac{\omega_{\Psi_s}\Psi_{sm}}{\frac{d}{dt}\Psi_{rm}}; \qquad \lambda_2 = \frac{M}{\frac{mp}{2R_r}\left(\frac{1}{2}\frac{d}{dt}\left(\Psi_{rm}^2\right) + \frac{\Psi_{rm}^2}{T_r'}\right)}.$$

Уравнения (3) и (7) позволяют синтезировать каналы управления потокосцеплением Ψ_{sm} и частотой вращения ротора ω (или электромагнитным моментом M) по каналам управления напряжением и частотой преобразователя.

Предложенный метод синтеза позволяет построить две автономные системы управления: по Ψ_{sm} и по ω (или M). Для проверки предлагаемого способа управления в лаборатории была испытана укороченная система управления потокосцеплением статора. Такая система позволяет увеличить перегрузочную способность машины, минимизировать потери, управлять жесткостью механических характеристик. Поэтому такая система может представлять самостоятельный интерес.

Схема на рис.I представляет собой один из ряда возможных вариантов, реализующих управление потокосцеплением в соответствии с уравнением (3).

На рис.I: ТПЧ - тиристорный преобразователь частоты; $ИК_\alpha$ и $ИК_\beta$ - измерительные катушки; $И_\alpha$ и $И_\beta$ - интеграторы; ВУ - вычислительное устройство; БУ - блок умножения; Р - ПИ-регулятор. $ИК_\alpha$ и $ИК_\beta$, работающие на интеграторы, уложены в пазы статора так, что их оси совпадают с осями α и β статора.

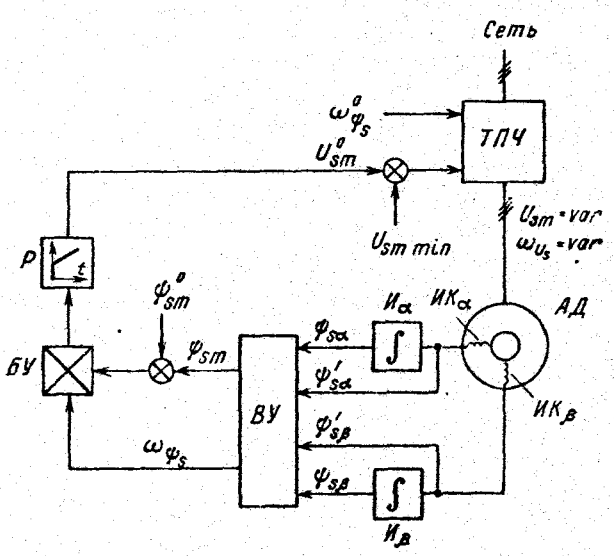


Рис.I. Структурная схема стабилизации потокосцепления

Такая измерительная система позволяет получить мгновенные значения составляющих потокосцепления статора по осям α и β - $\Psi_{s\alpha}$ и $\Psi_{s\beta}$, а также производные от этих значений $\Psi'_{s\alpha}$, $\Psi'_{s\beta}$. На основании этой информации ВУ, работающее в соответствии с алгоритмами (4), формирует

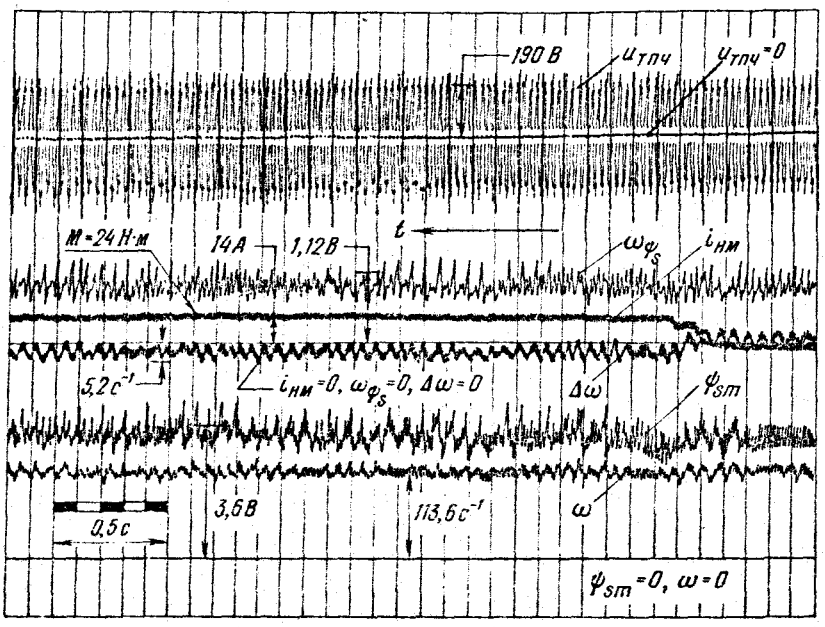


Рис.2. Переходные процессы при набросе нагрузки

сигналы, пропорциональные амплитуде вектора потокосцепления статора Ψ_{sm} и мгновенному значению частоты вращения вектора потокосцепления статора ω_{ψ_s}. В зависимости от значения ω_{ψ_s} и в соответствии с выбранным алгоритмом цепь управления вырабатывает задание напряжения статора, которое подается на вход ТПЧ. Канал управления частотой задается автономно.

В качестве примера на рис.2 приведены осциллограммы основных параметров при набросе номинальной нагрузки, полученные на лабораторной установке с двигателем А5I-4 (4,5 кВт, I440 об/мин). Испытания показали, что система управления достаточно точно поддерживает потокосцепление в переходных режимах, связанных с набросами нагрузки. Система позволяет повысить перегрузочную способность двигателя и предотвратить его опрокидывание при нестационарной нагрузке. Перегрузочная способность и ограничения в точности определяются запасом ТПЧ по напряжению.

Непосредственное управление частотой выходного напряжения преобразователя ориентирует определяющие векторы машины относительно этого напряжения, или, точнее, учитывая сделанные допущения, мы ориентируем эти векторы относительно э.д.с. в соответствии с уравнениями (5) и (6). Такой подход к синтезу системы позволяет назвать этот принцип управлением с ориентированием по вектору напряжения статора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А. Проектирование электрических машин. М., Энергия, 1969.

2. Столяров И.М., Рудаков В.В. Электромеханические преобразования. Л., изд. ЛГИ, 1978.

3. B l a s c k e F. Siemens-Zeitschrift, Bd.45, 1971.