ряжения, более широкая зона прерывистых токов. Эти недостатки частично устраняются введением в цепь нагрузки дополнительной индуктивности.

Преобразователь может быть рекомендован для применения в приводах малой мощности.

Литература

1. Анхимюк В.Л., Михеев Н.Н., Романов В.В. Вентильный многодвигательный электропривод. Авт. свид. №350121. — "Бюл. изобр.," 1972, №26. 2. Михеев Н.Н., Романов В.В., Фираго Б.И. Определение действующего значения переменной составляющей тока нагрузки управляемых выпрямителей. — "Изв. вузов. Энергетика", 1970, №6. 3. Анхимюк В.Л., Михеев Н.Н. Анализ электромагнитных процессов выпрямителя.— В сб.: Электроэнергетика. Вып. 2, Минск, 1971. 4. Орлова Р.Т. Граничные условия непрерывного тока в тиристорном электроприводе. — "Электричество", 1968, №7. 5. Алексеева Н.А., Андреев Г.И., Морговский Ю.Я. Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. М., 1970.

О.Ф. Опейко

К РАСЧЕТУ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Позиционный электропривод с безынерционным преобразователем при известных допущениях описывается уравнениями

$$
\begin{aligned}
T_{и} \dot{\alpha} &= e, \\
\tilde{\theta}\dot{e} &= iR, \qquad (1) \\
TR\frac{di}{dt} &= -e - iR + bu.
\end{aligned}
$$

На структурной схеме (рис. 1) и в уравнениях (1) приняты обозначения: α — угол поворота вала двигателя, e — э.д.с. двигателя, i — ток; R — сопротивление якорной цепи; u —управляющее воздействие на входе преобразователя; b — коэффициент усиления; $T_{и}$ -- постоянная интегрирования, θ и T — электромеханическая и электромагнитная постоянные времени.

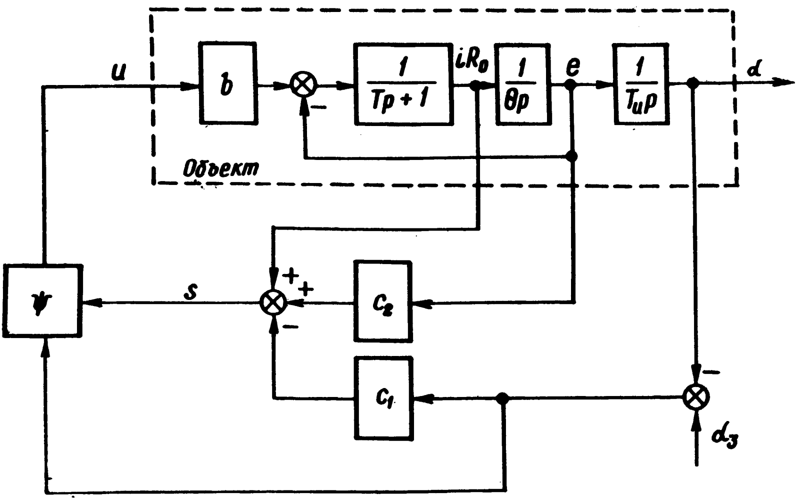

Рис. 1. Структурная схема системы электропривода с переменной структурой.

В системе с переменной структурой (СПС) с объектом третьего порядка (1) управление u имеет вид [1].

$$u = -\psi_1(\alpha - \alpha_3) - \psi_2 e, \qquad (2)$$

где

$$\psi_1 = \begin{cases} \beta_1 & \text{при } (\alpha - \alpha_3)s \geq 0, \\ \gamma_1 & \text{при } (\alpha - \alpha_3)s \leq 0, \end{cases} \qquad \psi_2 = \begin{cases} \beta_2 & \text{при } es \geqslant 0, \\ \gamma_2 & \text{при } es \leq 0. \end{cases}$$

Здесь $s = c_1(\alpha - \alpha_3) + c_2 e + iR$, c_1, c_2 — постоянные коэффициенты; α_3 — ступенчатое задающее воздействие.

Движение системы оканчивается скользящим режимом в плоскости $s = 0$ фазового пространства. Возможен такой выбор параметров управляющего устройства, что процесс почти целиком происходит в скользящем режиме. Это благоприятно с точки зрения динамики и позволяет понизить чувствительность к изменениям параметров.

Рассмотрим вопрос о рациональном выборе управления (2). Устойчивость движения в плоскости $s = 0$ достигается тем, что $c_1 > 0$, $c_2 > 0$. Условие существования скользящего движения в плоскости $s = 0$ имеет вид [1]

$$\dot{s}s \leq 0\,, \tag{3}$$

где $\quad \dot{s} = c_1(\dot{\alpha} - \dot{\alpha}_3) + c_2\dot{e} + R\dfrac{di}{dt}$.

Подставляя в последнее выражение производные фазовых координат из (1) и управление (2), получим

$$\dot{s} = (\alpha - \alpha_3)\left(-\frac{c_1 c_2}{c_2^2 \theta} + \frac{c_1}{T} + \frac{b\varphi_1}{T}\right) + e\left(\frac{c_1}{T_и} - \frac{c_2^2}{\theta} - \frac{1}{T} + \frac{c_2}{T} + \frac{b\varphi_2}{T}\right), \tag{4}$$

откуда следуют необходимые и достаточные условия скольжения на всей плоскости $s = 0$

$$b\,\gamma_1 \leq c_1(1 - c_2 T/\theta) \leq b\,\beta_1, \tag{5}$$

$$b\,\gamma_2 \leq c_1\frac{T}{T_и} - c_2^2\frac{T}{\theta} - 1 + c_2 \leq b\,\beta_2\,. \tag{6}$$

Характеристическое уравнение системы (1) с управлением (2) при $\varphi_{1,2} = \beta_{1,2} > 0$ не имеет неотрицательных действительных корней, что необходимо и достаточно для попадания на плоскость $s = 0$ при любых начальных условиях.

Управляющее устройство наиболее просто, если $\varphi_2 = \beta_2 = \gamma_2 = 0$, т.е. коммутируется лишь обратная связь по сигналу ошибки (рис. 1), и $\beta_1 = -\gamma_1$. Тогда условие (6) невыполнимо, поскольку c_1 и c_2 рассчитаны исходя из требований к динамике [1]. Но это еще не означает необходимости второй коммутируемой обратной связи. Так, если движение в плоскости $s = 0$ монотонно, (5) и (6) не являются необходимыми и заменяются более слабым условием.

Система уравнений скользящего движения в плоскости $s = 0$

$$\left.\begin{aligned} T_и\,\dot{\alpha} &= e\,; \\ \theta\dot{e} &= -c_1(\alpha - \alpha_3) - c_2 e, \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

имеет характеристические числа

$$p_{1,2} = -\frac{c_2}{2\theta} \pm \sqrt{\frac{c^2}{4\theta^2} - \frac{c_1}{\theta T_и}}. \qquad (8)$$

Ее решение

$$\left.\begin{aligned} \alpha-\alpha_з &= d_1 \exp p_1 t + d_2 \exp p_2 t\,, \\ e &= T_и (p_1 d_1 \exp p_1 t + p_2 d_2 \exp p_2 t), \end{aligned}\right\} (9)$$

где d_1 и d_2 зависят от начальной точки скользящего движения.

Подстановка в (4) выражений (9) при $\varphi_2 = 0$ и $p_{1,2} < 0$ дает необходимые и достаточные условия скользящего режима на всей плоскости $s = 0$:

$$b\,\beta_1 \geqslant \left| c_1\left(1-c_2\frac{T}{\theta}\right) + T_и p_{1,2}\left(\frac{T}{T_и}c_1 - \frac{T}{\theta}c_2^2 - 1 + c_2\right)\right|. (10)$$

Неравенства (10) позволяют определить β_1, при котором фазовая точка не выйдет из плоскости $s = 0$.

В случае комплексных корней (8) выполнение (5), (6) так же не обязательно. Обозначим $\delta = \frac{c_2}{2\theta}$, $\omega = \sqrt{\frac{c_2^2}{4\theta^2} - \frac{c_1^2}{\theta T_и}}$.

Тогда общее решение системы (7) имеет вид

$$\left.\begin{aligned} \alpha-\alpha_3 &= d(\exp(-\delta t))\sin(\omega t - \varphi), \\ e &= -T_и d(\exp(-\delta t))(\delta \sin(\omega t - \varphi) - \omega\cos(\omega t - \varphi)). \end{aligned}\right\} (11)$$

Здесь d и φ зависят от начальной точки скользящего режима.

Подставляя (11) в (4) и полагая $\varphi_2 = 0$, получим условие, аналогичное (10):

$$b\,\beta_1 \geqslant \left|(b_1 - b_2 T_и \delta) + b_2 T_и \omega\ \mathrm{ctg}(\omega t - \varphi)\right|, \qquad (120$$

где $b_1 = c_1\left(1 - c_2\frac{T}{\theta}\right)$, $b_2 = c_1\frac{T}{T_и} - c_2^2\frac{T}{\theta} - 1 + c_2$.

Очевидно, (12) нарушается в окрестностях точек $t = (\varphi + k\pi)/\omega$. Покажем, что эти окрестности можно сделать достаточно малыми. Моменты $t_{1,2}$, когда (12) выполняется как равенство, удовлетворяют уравнению

$$\omega t_{1,2} - \varphi = \pm \operatorname{arcctg} \frac{b\beta_1 \pm (b_1 - b_2 T_И \delta)}{b_2 \omega T_И} + k\pi. \qquad (13)$$

Скользящий режим отсутствует в течение интервалов

$$\Delta t = t_1 - t_2 = \frac{1}{\omega}\left(\operatorname{arcctg} \frac{b\beta_1 + b_1 - b_2 T_И \delta}{b_2 T_И \omega} + \operatorname{arcctg} \frac{b\beta_1 - b_1 + b_2 T \delta}{b_2 T_И \omega}\right). \qquad (14)$$

Равенство (14) показывает, что $\Delta t \to 0$ при $\beta_1 \to \infty$. Кривая переходного процесса существенно не изменится, если β_1 выбрано так, что Δt много меньше времени регулирования.

При больших β_1 практически весь переходный процесс происходит в скользящем режиме, и показатели качества регу-

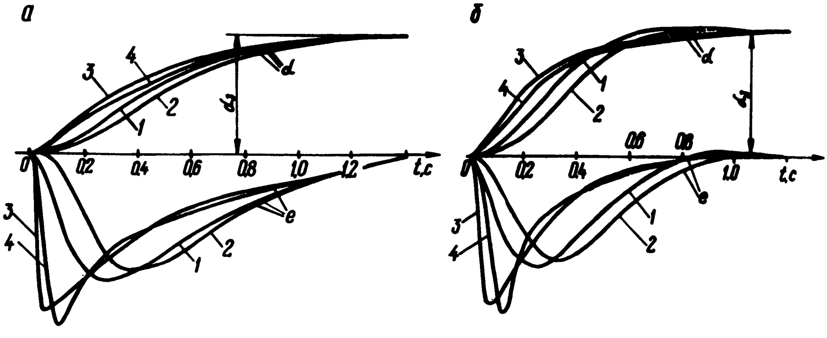

Рис. 2. Переходные процессы в системе, когда коэффициенты c_1 и c_2 удовлетворяют условию кратности корней (а) и когда c_1 и c_2 обеспечивают технический оптимум при нормальных значениях параметров (б).

лирования полностью определяются корнями (8). Задавая желаемые p_1, p_2 можно определить c_1 и c_2 из (8).

На рис. 2 показаны переходные процессы, полученные моделированием на АВМ. Расчетные параметры объекта: $T_и$ = $=2_c$, θ =0,4 с, Т=0,05 $_c$, b =1. Если корни кратные, $p_1=p_2$ = $=p=4{,}25^{-1}_{c}$, что получается при $c_1=T_и c_2^2/4\theta$, c_1=14,5, c_2 = 3,4 , переходный процесс имеет вид кривой 1 (рис. 2,а). Принято β_1 =50 Кривые 2,3,4 получаются при изменившихся параметрах: кривая 2 — при Т = 0,2 с, кривая 3 — при θ =0,04с, кривая 4 -- при θ =0,04, Т= 0,2 с. Пусть корни комплексные и удовлетворяют техническому оптимуму $p_{1,2} = \delta \pm j\delta$, где δ = $=4{,}25\ c^{-1}$. Тогда из (8) получаем c_1 = 28,9, c_2 = 3,4. Пусть β_1 = 50. Переходный процесс показан на рис. 2,б (кривая 1). Процессы 2,3,4 (рис. 2,б) получаются при тех же изменениях параметров, что и в предыдущем случае. Результаты моделирования показывают возможность изложенного подхода к синтезу.

Литература

1. Теория систем с переменной структурой. Под ред. С.В. Емельянова. М., 1970.

В.Л. Анхимюк, Н.Н. Михеев, В.Н. Сацукевич

ТИРИСТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ОПТИКООБРАБАТЫВАЮЩИХ СТАНКОВ С РЕВЕРСОРОМ В ЦЕПИ ВОЗБУЖДЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ

Рассматриваемый тиристорный электропривод, разработанный для серийной гаммы многошпиндельных оптикообрабатывающих станков, позволяет осуществлять независимое регулирование скорости электродвигателей шпинделей, механизмов качания и реверс шпинделей. В схеме используется выпрямитель с несколькими независимо регулируемыми выходными напряжениями [1], а реверс электродвигателей шпинделей осуществляется изменением направления потока возбуждения.