

гезе астатических систем управления к уравнению (4) и позволяющий эффективнее использовать ЭЦВМ при численных расчетах параметров системы управления.

Полученные результаты позволяют формализовать расчет оптимальных систем управления, рассмотренных в работе, и автоматизировать их проектирование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л е т о в А.М. Динамика полета и управления. — М., 1969. — 230 с. 2. К р а с о в с к и й А.А. Аналитическое конструирование контуров управления летательными аппаратами. — М., 1969. — 130 с.

УДК 621.313.333

О.А.ГОЛОВАЧ, П.П.ПРИМШИЦ, О.П.ИЛЬИН,
канд-ты техн.наук (БПИ)

СИНТЕЗ ЗАМКНУТОЙ САУ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Известно два вида автоматического управления координатой механизма: дискретное позиционирование по сигналам от датчиков положения и непрерывное автоматическое управление по отклонению. Система асинхронного фазоуправляемого электропривода может реализовать лишь первый способ позиционирования, что позволяет применять ее при незначительных требованиях к динамике и точности остановки механизма. Для более точного позиционирования при втором способе необходимо повысить управляемость системы регулятор напряжения (РН) — асинхронный двигатель (АД).

Высокочастотное реверсирование фаз не позволяет выделить среднее значение частоты и получить своего рода частотное управление. Скорость вращения ω_s вектора напряжения питающей сети лишь тогда мгновенно изменит свой знак, когда мгновенные значения напряжения реверсируемых фаз равны. В противном случае вектор напряжения в момент реверса мгновенно поворачивается на некоторый угол, а затем уже начинает вращаться в противоположную сторону.

Основные трудности синтеза системы автоматического управления (САУ) асинхронным электроприводом объясняются особенностями АД как объекта регулирования. В общем случае поведение АД описывается системой из пяти нелинейных дифференциальных уравнений. Однако структура АД существенно упрощается, если в качестве входного воздействия рассматривать не напряжение, а ток. Целесообразно также в данном случае использовать вращающуюся систему координат X, Y и ось Y связать с вектором тока статора \vec{i}_s . Тогда при отсутствии на валу момента сопротивления поведение АД можно описать следующей системой дифференциальных уравнений:

$$D\omega = \frac{1,5L}{L_2 I} 12 i_s \Psi_{2x} ;$$

$$\left. \begin{aligned} D\Psi_{2x} &= -\frac{1}{T_2} \Psi_{2x} + \omega_i \Psi_{2y} - \omega \Psi_{2y}; \\ D\Psi_{2y} &= \frac{L_{12}}{T_2} i_s - \omega_i \Psi_{2x} + \omega \Psi_{2x} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2y}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где D – символ дифференцирования; ω – угловая электрическая скорость ротора; Ψ_{2x}, Ψ_{2y} – проекции вектора потокосцепления ротора; I – приведенный момент инерции; ω_i – угловая скорость вектора тока статора; L_{12} – взаимная индуктивность между статором и ротором; L_2 – полная индуктивность обмотки ротора; T_2 – электромагнитная постоянная времени ротора.

Линеаризовав уравнения системы (1) и предполагая $\omega_i = \text{const}$, получим:

$$\begin{aligned} D\omega &= \frac{1,5L_{12}}{JL_2} i_{s0} \Psi_{2x} + \frac{1,5L_{12}}{JL_2} \Psi_{2x0} i_s; \\ D\Psi_{2x} &= -\frac{1}{T_2} \Psi_{2x} + \omega_i \Psi_{2y} - \omega_0 \Psi_{2y} - \omega \Psi_{2y0}; \\ D\Psi_{2y} &= \frac{L_{12}}{T_2} i_s - \omega_i \Psi_{2x} + \omega_0 \Psi_{2x} + \Psi_{2x0} \omega - \frac{1}{T_2} \Psi_{2y}. \end{aligned}$$

Введем далее следующие обозначения для переменных состояния АД: $\omega = X_1$; $\Psi_{2x} = X_2$; $\Psi_{2y} = X_3$. Тогда последняя система уравнений в матричной форме будет иметь вид

$$\dot{X} = AX + Bi_s,$$

где

$$X^T = [X_1 X_2 X_3]; \quad B^T = \left[\frac{1,5L_{12}}{JL_2} \Psi_{2x0} \quad 0 \quad \frac{L_{12}}{T_2} \right];$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1,5L_{12}}{JL_2} i_{s0} & 0 \\ -\Psi_{2y0} & -\frac{1}{T_2} & \omega_i - \omega_0 \\ \Psi_{2x0} & -\omega_i + \omega_0 & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix}$$

При наличии только обратной связи по скорости САУ можно представить следующим в соответствии с рис. 1. Сигнал рассогласования между заданной и действительной скоростью АД $U_3 - \gamma\omega$ выпрямляется, поступает на вход усилителя с коэффициентом усиления β и, учитывая коэффициент передачи датчика тока K_T , сравнивается с действительным значением модуля вектора тока статора. Если разность скоростей отрицательна, обмотки статора АД закорочены, если положительна – подключены к питающей сети. Кроме того, сигнал рассогласования по скорости определяет направление вращения поля АД.

Моделирование на ЦВМ показало, что ее поведение не отвечает требованиям, которые предъявляются к контуру регулирования скорости в позиционных системах высокой точности. В зоне небольших скоростей (особенно при малых моментах инерции) возможно возникновение автоколебаний. Для устранения этого недостатка необходимо использовать обратные связи по переменным X_2 , X_3 . Непосредственное их измерение представляет известную трудность, хотя и применяется в некоторых системах частотного управления.

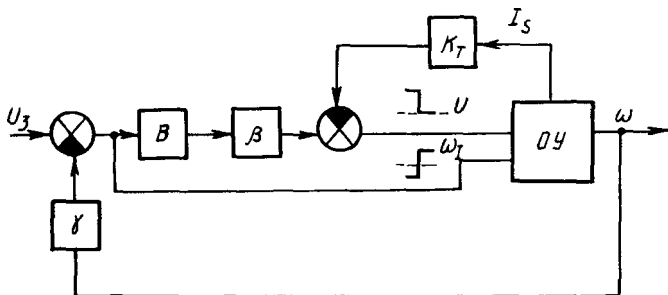


Рис. 1. Структурная схема САУ с обратной связью по скорости.

Более верным решением, на наш взгляд, будет применение наблюдающего устройства (НУ) идентификации [1]. Для его построения необходимо получить информацию о неизмеряемых координатах объекта на основе измеряемых координат, т.е. чтобы объект был наблюдаем. В нашем случае измеряемый выходной сигнал объекта Y запишется следующим образом:

$$Y = CX,$$

где $C = [\gamma \ 0 \ 0]$; γ — коэффициент передачи датчика скорости.

Обозначим оценочное значение переменных состояния \hat{X} , тогда ошибку измеряемой координаты можно определить как $Y - C\hat{X}$. Ошибка через матрицу коэффициентов $L^T = [L_1 \ L_2 \ L_3]$ подается на входы НУ совместно с известным управлением i_s (рис. 2). Определение матрицы L и есть задача синтеза НУ. На основании изложенного можно записать следующее матричное уравнение, определяющее работу НУ:

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + L(Y - C\hat{X}) + Bi_s,$$

или

$$\dot{\hat{X}} = (A - LC)\hat{X} + LY + Bi_s.$$

Из последнего выражения можно записать характеристическое уравнение НУ:

$$\det[pI - (A - LC)] = 0,$$

где I — единичная матрица.

$$|pI - (A - LC)| = \begin{vmatrix} p + L_1\gamma - \frac{1,5L_1L_2}{IL_2}i_{s0} & 0 \\ \Psi_{2y0} + L_2 & p + \frac{1}{T_2} & -(\omega_i - \omega_0) \\ L_3 - \Psi_{2x0} & \omega_i - \omega_0 & p + \frac{1}{T_2} \end{vmatrix} \quad (2)$$

На основании (2) выберем коэффициенты матрицы L таким образом, чтобы обеспечивалась устойчивость НУ во всем диапазоне изменения $i_{s0}, \omega_0, \Psi_{2x0}, \Psi_{2y0}$, а быстродействие было примерно на порядок выше.

Предполагалось, что угловая скорость вектора тока статора ω_i постоянна. Однако это справедливо лишь в установившемся режиме работы АД, когда $\omega_i = \pm 2\pi f_c$, где f_c — частота питающей сети.

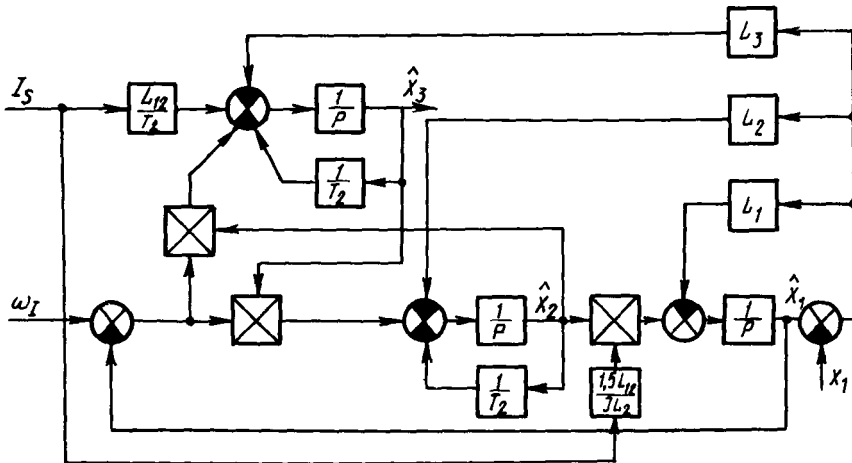


Рис. 2. Структурная схема наблюдателя.

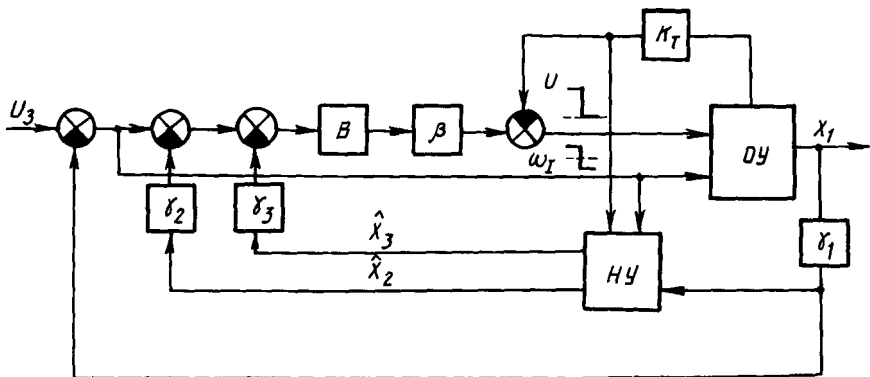


Рис. 3. Структурная схема САУ с наблюдающим устройством.

Запишем окончательное выражение для определения точного значения ω_i :

$$\omega_i = \frac{2}{\sqrt{3}} (i_a D i_b - i_b D i_a) / i_s^2,$$

где i_a, i_b — мгновенные значения соответствующих фазных токов статора.

Таким образом, практическая реализация НУ предполагает два решения: либо подавать на вход установившееся значение ω_i для данного порядка чередования фаз, полагаясь на действие обратных связей НУ, либо подавать предварительно вычисленное точное значение ω_i .

Получив в результате полную информацию о векторе состояния X , можно затем исследовать несколько вариантов построения САУ. Например, рассматривать каналы управления током и направлением вращения поля отдельно и использовать обратные связи по переменным состояния в обоих каналах. На рис. 3 изображено использование обратных связей по переменным X_2, X_3 применительно к токовому входу.

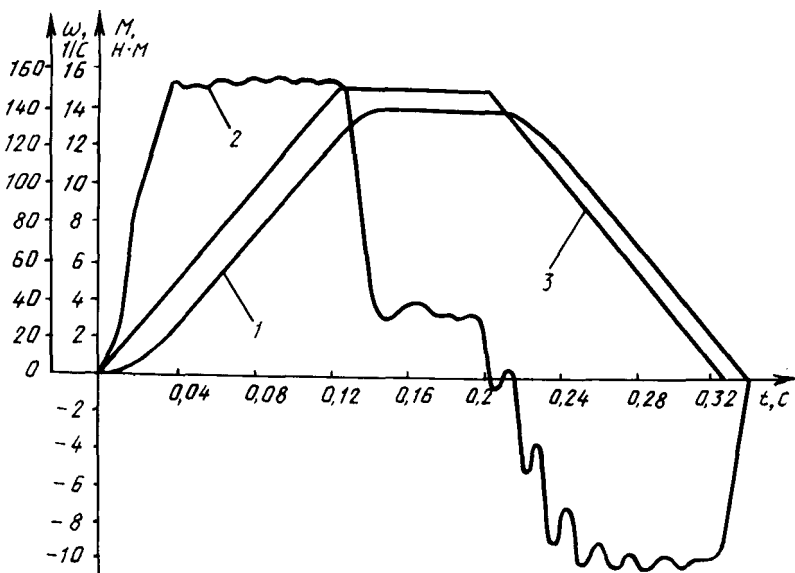


Рис. 4. Кривые скорости (1) и момента (2) электропривода, обрабатывающего сигнал задания скорости (3).

Предварительные расчеты на ЦВМ свидетельствуют о достаточно высоком качестве работы системы в установившемся и переходных режимах; предстоит экспериментальное исследование. Изложенные принципы построения САУ АД могут быть полезны при проектировании частотного электропривода. В этом случае канал управления частотой вращения поля будет аналоговым, что позволит использовать такие системы при длительной работе на пониженных скоростях за счет снижения потерь в электродвигателе. На рис.4 приведены кривые скорости и момента электропривода, синтезированного на основе изложенных принципов, при обработке сигнала задания по скорости. Расчет проводился на ЦВМ для электропривода со следующими параметрами: номинальная мощность электродвигателя $P_n = 3$ кВт; статический момент нагрузки $M_c = 3$ н·м; суммарный момент инерции $I = 0,01$ кг·м².

Полученные переходные процессы показывают, что описанная структура электропривода обеспечивает высокое быстродействие и точность позиционирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. — М., 1976. — 184 с.

УДК 62-83:681.513.5

Ю.В.ЛОПАТИН, В.Л.АНХИМИЮК, д-р техн.наук,
В.И.ПАНАСЮК, д-р техн.наук, В.С.ЮДЕНКОВ (БПИ)

ОПТИМАЛЬНОЕ ПО ПОЛНЫМ ПОТЕРЯМ УПРАВЛЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Динамика электропривода постоянного тока описывается дифференциальным уравнением в нормированной форме [1]

$$\frac{dv}{dt} = i\varphi - \mu, \quad \mu = \text{const},$$

где v — скорость вращения выходного вала двигателя; μ — момент статического сопротивления; i — ток якоря; φ — магнитный поток. На основе магистрального подхода [2] при ограничениях

$$v \leq v_{\max}, \quad |i| \leq i_m,$$

$$0 \leq \varphi \leq \varphi_m; \quad |\varphi \cdot v + i\rho| \leq u_m,$$

где u_m, i_m — максимальные напряжение и ток цепи якоря; ρ — активное сопротивление якоря, аналитически определен оптимальный по быстродействию

$$T = \int_0^T dt \rightarrow \min.$$

При заданных уровнях полных потерь

$$Q = \int_0^T (i^2\rho + \gamma_1\varphi^2 + \Delta P'_M) dt = \int_0^T \Delta P dt \leq Q_{\text{доп}},$$

$$\gamma_1 = \gamma\rho, \quad \Delta P'_M = \Delta P_M\rho, \quad \gamma = k + s(v),$$

где k — согласующий коэффициент; $s(v)$ — коэффициент, отражающий потери в стали; ΔP_M — слагаемое, отражающее механические потери, и производительности

$\theta = \int_0^T v dt = \theta_{\text{зад}}$ — позиционный процесс. Комплексный критерий качества выразим в виде

$$I = \int_0^T (\lambda_1 \Delta P + \lambda_2 - \lambda_3 v) dt =$$