

5. Башарин А. В. Управление электроприводами / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
6. Тэрано Т. Прикладные нечеткие системы / Т. Тэрано, И. Асаи, М. Сугэно. – М.: Мир, 1993. – 368 с.
7. Емельянов С. В. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности / С. В. Емельянов, С. К. Корвин – М.: Наука. Физматлит, 1997. – 352 с.
8. Волянский Р. С. Выбор функционала качества, минимизация которого обеспечивает возникновение скользящего режима 2-го порядка / Р. С. Волянский, С. С. Роечко, К. А. Калужный // Сборник научных трудов «Проблемы недропользования», Санкт-Петербургский государственный горный институт им. Г. В. Плеханова (технический университет): СПб, 2010, Ч.1. – С. 208–211.
9. Волянский Р. С. Синтез оптимальной системы управления с иррациональной активационной функцией / Р. С. Волянский, А. В. Садовой // Вестник НТУ «ХПИ» «Проблемы автоматизированного электропривода» (Теория и практика), вып. 28. – 2010. – С. 49–51.

Надійшла до редакції 20.02.2011

**Волянский Р.С., Садовой О.В. Статичні характеристики електромеханічних систем з квадратичною активаційною функцією. Математичні основи**

*Сформульовано умови усталеної роботи замкненої електромеханічної системи з квадратичною активаційною функцією. Отримано рівняння для помилок керування в усталеному режимі при використанні різних оптимальних регуляторів. Наведено картини розподілу значень статичних помилок у функції від задавального впливу, параметрів об'єкта і регулятора.*

**Ключові слова:** оптимальне керування, статична характеристика, нелінійна активаційна функція, помилка керування, замкнена електромеханічна система.

**Volianskiy R., Sadovoy A. Static characteristics of electromechanical systems with quadratic activation function. Mathematical base**

*The authors state the condition of steady work of a closed loop electromechanical system with quadratic activation function. Equations are derived describing steady state control errors when different optimal regulators are used. Distribution patterns of static error values as a function of stimulus and object and regulator parameters are presented.*

**Key words:** optimal control, static characteristics, nonlinear activation function, control error, closed loop electromechanical system.

УДК 621.797

Канд. техн. наук Н. Я. Островерхов, Н. П. Бурик

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

## УПРАВЛЕНИЕ КООРДИНАТАМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВАНИИ КОНЦЕПЦИИ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ ПРИ МИНИМИЗАЦИИ ЛОКАЛЬНЫХ ФУНКЦИОНАЛОВ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЭНЕРГИЙ

*Указанный в заглавии метод применяется для улучшения качества управления скоростью электропривода, обеспечивает слабую чувствительность к параметрическим возмущениям и простую декомпозицию системы.*

**Ключевые слова:** концепция обратных задач динамики, желаемое качество управления, регулятор, параметрическое возмущение.

### Введение

Одной из проблем практического применения законов управления координатами электроприводов, полученных на основании методов классической теории автоматического управления, является необходимость наличия полной и достоверной информации о струк-

туре и параметрах математической модели объекта управления, потому что эти законы по своей природе являются компенсационного типа. К примеру, передаточные функции регуляторов тока, скорости, положения и других координат электропривода, настроенные на широко применяемый модульный или симметрич-

ный оптимум, компенсируют соответствующие звенья объекта управления с целью получения требуемой передаточной функции контура управления [1, 2]. В результате для обеспечения заданного качества управления требуются точные значения параметров объекта, а при их изменении – дополнительные алгоритмы идентификации или адаптации, что увеличивает сложность и громоздкость системы управления. Эта проблема обусловлена тем, что в ходе оптимизации ставится задача достижения абсолютного минимума функционала качества.

Другая проблема возникает при управлении взаимосвязанными и нелинейными объектами электропривода, например, при скалярном и векторном управлении двигателями переменного тока, при двухзонном управлении скоростью двигателя постоянного тока, при управлении координатами механизмов со сложной кинематикой. В этом случае традиционные законы управления координатами электропривода на основе классической теории управления получаются в результате статической декомпозиции на относительно независимые подсистемы, линеаризации уравнений математической модели, введения линеаризующих связей, эффективность которых снова зависит от точных значений параметров и координат электропривода [2, 3].

Указанные проблемы электропривода можно решить с помощью законов на основании концепции обратных задач динамики, развиваемых в последние десятилетия для управления сложными механическими системами и летательными аппаратами [4–6].

Традиционно в науке приоритетной была прямая задача динамики, когда на основании математической модели объекта, его первоначального состояния и известном законе управления требуется найти траекторию движения системы. Эта задача сводится к аналитическому или численному решению систем дифференциальных уравнений, которая с развитием моделирующих компьютерных программ утратила свою остроту.

Развитие обратной задачи динамики обусловлено современной проблемой управления сложными объектами, в ходе которого требуется отыскать управляющее воздействие по известной математической модели объекта, его первоначальному состоянию и заданной траектории движения. То есть, содержанием обратной задачи динамики является отыскание закона управления, при котором система обладала бы наперед заданными динамическими и статическими свойствами. При этом поиск управляющих воздействий осуществляется при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий движения, в роли которых выступают полная механическая или кинетическая энергия, а также их производные [5, 6], описываемые в теоретической механике понятием «обобщенная энергия». Характерной особенностью

оптимизации является достижение не абсолютного минимума функционала качества, а некоторого минимального значения, обеспечивающего допустимую по техническим условиям динамическую ошибку системы.

Опыт управления механическими системами [4–6] вполне возможно распространить и на управление координатами электроприводов. Основанием для этого является метод электромеханических аналогий, в рамках которого кинетической, потенциальной и энергии диссипации соответствует энергия магнитного и/или электрического поля, а также энергия потерь в электромагнитной системе.

**Цель работы** состоит в повышении качества управления координатами электроприводов путем синтеза законов управления на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий. Полученные законы управления обеспечивают слабую чувствительность к параметрическим и координатным возмущениям, осуществляют динамическую декомпозицию взаимосвязанной системы, не содержат дифференцирующих звеньев, что обуславливает их практическую реализацию. Существенным преимуществом метода является определение законов управления без традиционного решения оптимизационной задачи, так как они записываются непосредственно по виду дифференциального уравнения объекта управления и по дифференциальному уравнению, которым задается желаемое качество управления замкнутого контура управления.

### Результаты исследования

Желаемое качество замкнутого контура управления координатой электропривода, согласно концепции обратной задачи динамики [5–7], задается дифференциальным уравнением вида

$$\frac{d^n z}{dt^n} + \dots + \gamma_i \frac{d^i z}{dt^i} + \dots + \gamma_0 z = \beta_m \frac{d^m x^*}{dt^m} + \dots + \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} + \dots + \beta_0 x^* \quad (1)$$

Коэффициенты уравнения  $\gamma_i$  и  $\beta_i$  определяют характер и длительность переходного процесса выходной координаты  $z$  при движении по заданной траектории  $x^*$ , где  $x^*$  – дифференцированная по времени необходимое количество раз функция;  $m < n$ . К примеру, желаемая передаточная функция замкнутого контура управления, полученная по уравнению (1) для  $n = 3$  и  $m = 1$ , имеет вид

$$W_3(p) = \frac{z(p)}{x^*(p)} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0} \quad (2)$$

Соответствующая ей передаточная функция разомкнутого контура управления равна

$$W_p(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + (\gamma_1 - \beta_1)p + (\gamma_0 - \beta_0)} \quad (3)$$

Из функции (3) видно, что для получения системы с астатизмом первого порядка  $\nu = 1$  необходимо задать значения коэффициентов  $\beta_0 = \gamma_0$

$$W_p(p) = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p[p^2 + \gamma_2 p + (\gamma_1 - \beta_1)]} \quad (4)$$

а с астатизмом второго порядка  $\nu = 2$  – установить  $\beta_0 = \gamma_0$  и  $\beta_1 = \gamma_1$

$$W_p(p) = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^2(p + \gamma_2)} \quad (5)$$

Заданная добротность по скорости системы (4) определяется выражением  $D_\omega^3 = \beta_0 / (\gamma_1 - \beta_1)$ , а добротность по ускорению системы (5) равняется  $D_\omega^3 = \beta_0 / \gamma_2$ .

Порядок  $n$  уравнения (1) может быть разным для каждого замкнутого контура электропривода в соответствии с требованиями к качеству управления и обычно равен или на единицу больше порядка объекта управления. Структура и параметры уравнения желаемого качества управления (1) задаются такими, чтобы возмущенное движение было асимптотически устойчивым. Для уравнения третьего порядка это условие, согласно критерию Гурвица, выполняется при значениях  $\gamma_0 > 0$ ;  $\gamma_1 > 0$ ;  $\gamma_2 > 0$  и  $\gamma_1 \gamma_2 > \gamma_0$ , а для второго и первого порядка – при положительных значениях коэффициентов. Связь между коэффициентами уравнения (1) и показателями качества управления, такими как время регулирования, вид переходного процесса, перерегулирование, легко устанавливается с помощью известных методов, например, корневых или частотных, стандартных полиномов Ньютона или Баттерворта, с последующим уточнением путем моделирования.

Методика синтеза законов управления координатами электроприводов излагается на примере очень известной и широко распространенной системы подчиненного регулирования скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 1). Для простоты изложения материала, в системе приняты единичные обратные связи по скорости двигателя  $\omega$  и току якоря  $I$ .

*Синтез закона управления контура тока якоря. Случай 1.* Как и для традиционной системы, синтез начинается с внутреннего контура тока якоря, состоящего из регулятора тока РТ, силового преобразователя ТП и звена якорной цепи двигателя, представляемого аperiodическим звеном первого порядка. На вход контура поступает сигнал задания тока  $I^*$ , а в контуре присутствует координатное возмущение, обусловленное действием ЕДС двигателя  $E$ . Если пренебречь некомпенсированной постоянной времени  $T_\mu$  и действием ЕДС, то объект управления регулятора тока описывается дифференциальным уравнением первого порядка

$$\dot{I} + a_0 I = b_0 u, \quad (6)$$

где  $a_0 = 1/T_\mu$ ;  $b_0 = k_n / (R_{\Sigma} T_\mu)$ ;  $T_\mu$ ,  $R_{\Sigma}$  – электромагнитная постоянная времени и сопротивление якорной цепи двигателя;  $k_n$  – коэффициент передачи силового преобразователя.

Для объекта первого порядка (6) порядок уравнения желаемого качества управления током якоря вида (1) также принимается равным единице  $n = 1$

$$\dot{z} + \gamma_0 z = \gamma_0 I^* \quad (7)$$

с обеспечением астатизма первого порядка  $\nu = 1$  и заданной добротностью по скорости  $D_\omega^3 = \gamma_0$ . С помощью коэффициента  $\gamma_0 = 3/t_{mn}$  задается требуемая длительность  $t_{mn}$  аperiodического, то есть без перерегулирования, переходного процесса тока якоря.

Требуется найти такую управляющую функцию регулятора тока  $u$ , чтобы качество управления током якоря  $I$  приближалось к желаемому, заданному урав-

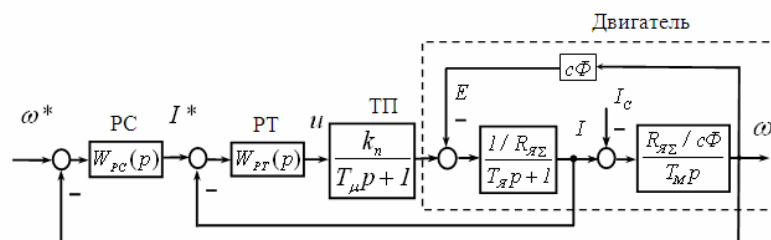


Рис. 1. Структурная схема электропривода

нением (7). Степень приближения реального процесса управления током к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по индуктивности энергию первой производной магнитного поля

$$G(u) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{I}(t, u)]^2. \quad (8)$$

Нахождение управляющей функции  $u = u(I)$  классическими методами по условию достижения абсолютного минимума функционала

$$\min_u G(u) = 0 \quad (9)$$

приводит к традиционному закону управления компенсационного типа, для реализации которого требуется точная информация о структуре и параметрах объекта (6), в частности, о значении коэффициента передачи преобразователя  $k_n$ , суммарного электрического сопротивления якорной цепи  $R_{я\Sigma}$  и электромагнитной постоянной времени  $T_n$ . Отклонение параметров от расчетных значений приводит к ухудшению качества управления.

Этот недостаток устраняется, если отказаться от точного выполнения условия (9), а лишь ограничиться требованием, чтобы значение функционала (8) принадлежало некоторой окрестности экстремального минимума, обеспечивающей допустимую по техническим условиям динамическую ошибку  $|z(t) - I(t)| \leq \varepsilon$ . Для этого минимизация функционала осуществляется по градиентному закону первого порядка [5–7]

$$\frac{du(t)}{dt} = -\lambda_t \frac{dG(u)}{du}, \quad (10)$$

где  $\lambda_t > 0$  – константа.

С учетом (6) и (8) производная функционала равна

$$\frac{dG(u)}{du} = -b_0(\dot{z} - \dot{I}). \quad (11)$$

После подстановки (11) в (10) находится закон управления током якоря

$$\dot{u}(t) = k_i(\dot{z} - \dot{I}), \quad (12)$$

где  $k_i = b_0\lambda_t = \text{const}$  – коэффициент усиления регулятора тока.

Необходимое условие сходимости процесса минимизации функционала при  $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(u)}{du} > 0; \quad G(u) \rightarrow 0 \quad (13)$$

выполняется согласно правилу знаков

$$\text{sign}(k_i) = \text{sign}(b_0). \quad (14)$$

Переменная  $\dot{z}$  в законе управления (12) исполняет роль требуемой (заданной) производной тока якоря, которая определяется в реальном времени из уравнения желаемого качества (7) путем замыкания обратной связью по току  $z = I$

$$\dot{z} = \gamma_0(I^* - I). \quad (15)$$

Окончательно закон управления током якоря принимает вид после интегрирования обеих частей уравнения (12) с учетом (15)

$$u(t) = k_i(z - 1), \quad z = \gamma_0 \int (I^* - I) dt. \quad (16)$$

На основании уравнения (16) построена структурная схема регулятора тока якоря типа 101 ( $n = 1; m = 0; v = 1$ ) [7], показанная на рис. 2. Как видно из рисунка, регулятор содержит только параметр желаемого закона управления  $\gamma_0$ .

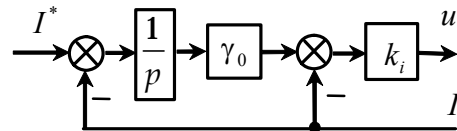


Рис. 2. Структурная схема регулятора тока типа 101

Уравнение замкнутого контура тока якоря

$$\ddot{I} + (a_0 + b_0k_i)\dot{I} + b_0k_i\gamma_0 I = b_0k_i\gamma_0 I^*, \quad (17)$$

полученное после подстановки в уравнение объекта (6) закона управления (12) с учетом (15), показывает, что замкнутая система (17) является устойчивой даже при неограниченном увеличении коэффициента усиления регулятора тока  $k_i \rightarrow \infty$ , так как согласно критерию Гурвица коэффициенты уравнения положительные

$$(a_0 + b_0k_i) > 0; \quad b_0k_i\gamma_0 > 0. \quad (18)$$

С увеличением коэффициента усиления регулятора динамические процессы в контуре тока, которые описываются уравнением (17), приближаются к желаемым, заданным уравнением (7), что очевидно при  $k_i \rightarrow \infty$ , если все члены уравнения (17) разделить на коэффициент  $b_0k_i$ .

Важной задачей является определение свойств контура тока при конечных значениях коэффициента усиления регулятора. Согласно передаточной функции разомкнутого контура тока, полученной на основании (17)

$$W_{pl}(p) = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{p[p + (a_0 + b_0 k_i)]}. \quad (19)$$

токовый контур обладает заданным астатизмом первого порядка  $\nu = 1$  и добротностью по скорости, равной

$$D_\omega = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{a_0 + b_0 k_i} = \frac{\gamma_0}{a_0 / b_0 k_i + 1} = \frac{\gamma_0}{R_{\Sigma} / k_n k_i + 1}. \quad (20)$$

Условием обеспечения допустимой динамической ошибки тока якоря является соизмеримая заданная и реальная добротность  $D_\omega = D_\omega^3$ , что выполняется при большом коэффициенте усиления регулятора тока  $k_i$ .

Минимально-допустимые значения коэффициента усиления определяются из условия, согласно которому быстродействие контура управляющей функции  $u$  должно быть выше желаемого быстродействия контура тока

$$k_{i(\min)} \geq \gamma_0 R_{\Sigma} T_j / k_n. \quad (21)$$

В контуре тока находится малая постоянная времени силового преобразователя  $T_\mu$ , которая не учитывалась при синтезе закона управления. Оценка влияния этой неучтенной инерционности на динамические свойства контура тока осуществляется с помощью уравнения замкнутой системы, полученного аналогично (17)

$$T_\mu \ddot{I} + (1 + a_0 T_\mu) \dot{I} + (a_0 + b_0 k_i) I + b_0 k_i \gamma_0 I = b_0 k_i \gamma_0 I^*. \quad (22)$$

Согласно критерию Гурвица для устойчивости контура тока, описываемого уравнением (22), требуется выполнение следующего условия

$$(1 + a_0 T_\mu)(a_0 + b_0 k_i) > T_\mu b_0 k_i \gamma_0. \quad (23)$$

которое в результате предельного перехода превращается в неравенство

$$\gamma_0 < \frac{T_j + T_\mu}{T_j T_\mu}. \quad (24)$$

Таким образом, наличие в контуре малой постоянной времени  $T_\mu$  ограничивает максимально допустимое желаемое быстродействие контура тока, задаваемое коэффициентом  $\gamma_0$ .

*Контур тока якоря. Случай 2.* Недостатком регулятора тока якоря, изображенного на рис. 2, является необходимость установления высокого коэффициента

усиления  $k_i$ , требуемого для достижения заданной добротности (20). Этот недостаток исключается, если синтезировать закон управления на основании уравнения желаемого качества, порядок которого  $n = 2$  на единицу выше порядка уравнения объекта (6)

$$\ddot{z} + \gamma_1 \dot{z} + \gamma_0 z = \gamma_0 I^*. \quad (25)$$

Применение вышеизложенной методики дает следующий закон управления током якоря:

$$u(t) = k[z - 1], \quad z = \int f_0 dt,$$

$$f_0 = \gamma_0 \int (I^* - I) dt - \gamma_1 I. \quad (26)$$

По уравнениям (26) построена структурная схема регулятора тока якоря типа 201 [7], представленная на рис. 3. Как видно на рисунке, этот регулятор также содержит только параметры желаемого закона управления  $\gamma_0, \gamma_1$ , с помощью которых устанавливается требуемый вид и время переходного процесса, а также перерегулирование тока якоря.

Регулятор не содержит параметров объекта управления, что характерно для традиционных законов.

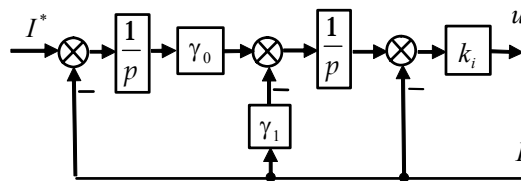


Рис. 3. Структурная схема регулятора тока типа 201

Из передаточной функции разомкнутого контура тока для данного закона управления

$$W_{pl}(p) = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{p[p^2 + (a_0 + b_0 k_i)p + b_0 k_i \gamma_1]} \quad (27)$$

видно, что токовый контур обладает заданным астатизмом первого порядка  $\nu = 1$  и добротностью по скорости, равной заданной

$$D_\omega = D_\omega^3 = \gamma_0 / \gamma_1. \quad (28)$$

*Контур скорости. Случай 1.* Контур скорости состоит из оптимизированного внутреннего контура тока якоря и интегрирующего звена, представляющего электромеханическую часть электропривода. На вход контура поступает сигнал задания скорости  $\omega^*$ . В контуре присутствует возмущение  $I_c$ , обусловленное действием статической нагрузки. При синтезе закона управления регулятора скорости пренебрегается инерционностью оптимизированного контура тока, кото-

рая с некоторым допущением может быть охарактеризована коэффициентом  $\gamma_0$  желаемого уравнения замкнутого контура тока (7).

После таких допущений объект управления регулятора скорости описывается следующим дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\dot{\omega} = b_{0\omega} I^* , \quad (29)$$

где  $b_{0\omega} = R_{\Sigma} / (T_M c\Phi)$ ;  $T_M$  – электромеханическая постоянная времени;  $c\Phi$  – коэффициент цепи возбуждения двигателя.

Для объекта первого порядка (29) порядок уравнения желаемого качества управления скоростью также принимается равным единице с обеспечением астатизма первого порядка и заданной добротностью по скорости  $D_{\omega}^3 = \alpha_0$

$$\dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_0 \omega^* . \quad (30)$$

Коэффициентом  $\alpha_0 = 3/t_{nn}$  задается требуемая длительность  $t_{nn}$  апериодического переходного процесса скорости.

Необходимо найти управляющую функцию регулятора скорости  $I^*$ , чтобы качество управления скоростью  $\omega$  приближалось к желаемому, заданному уравнением (29). Степень приближения реального процесса к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по моменту инерции энергию первой производной кинетической энергии

$$G(I^*) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, I^*)] . \quad (31)$$

Минимизация функционала, как и для контура тока, осуществляется по градиентному закону первого порядка

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -\lambda_{\omega} \frac{dG(I^*)}{dI^*} , \quad (32)$$

где  $\lambda_{\omega} > 0$  – константа.

С учетом (29) и (31) производная функционала равна

$$\frac{dG(I^*)}{dI^*} = -b_{0\omega} (\dot{z} - \dot{\omega}) . \quad (33)$$

После подстановки (33) в (32) находится закон управления скоростью

$$\dot{I}^*(t) = k_{\omega} (\dot{z} - \dot{\omega}) , \quad (34)$$

где  $k_{\omega} = b_{0\omega} \lambda_{\omega} = \text{const}$  – коэффициент усиления регулятора скорости.

Переменная  $\dot{z}$  в законе управления (34) исполняет роль требуемого ускорения, которая определяется в реальном времени из уравнения желаемого качества (30) путем замыкания обратной связи по скорости  $z = \omega$

$$\dot{z} = \alpha_0 (\omega^* - \omega) . \quad (35)$$

Окончательно закон управления скоростью принимает вид после интегрирования обеих частей уравнения (34) с учетом (35)

$$I^*(t) = k_{\omega} (z - \omega) , \quad z = \alpha_0 \int (\omega^* - \omega) dt . \quad (36)$$

На основании уравнения (36) построена структурная схема регулятора скорости типа 101 [7], показанная на рис. 4. Регулятор скорости содержит только параметр желаемого закона управления и не содержит параметров объекта управления, что характерно для традиционных законов.

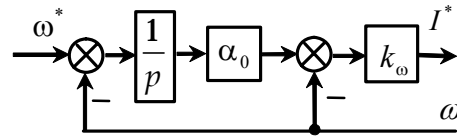


Рис. 4. Структурная схема регулятора скорости типа 101

С увеличением коэффициента усиления регулятора скорости динамические процессы в контуре приближаются к желаемым, заданным уравнением (30). Система согласно критерию Гурвица является асимптотически устойчивой даже при неограниченном увеличении коэффициента усиления регулятора скорости  $k_{\omega} \rightarrow \infty$ , что видно из уравнения замкнутого контура скорости

$$\ddot{\omega} + b_{0\omega} k_{\omega} \dot{\omega} + b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0 \omega = b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0 \omega^* . \quad (37)$$

Передаточная функция разомкнутого контура скорости

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0}{p(p + b_{0\omega} k_{\omega})} \quad (38)$$

показывает, что система обладает заданным астатизмом первого порядка и заданной добротностью по скорости, равной  $D_{\omega} = D_{\omega}^3 = \alpha_0$ , при умеренных коэффициентах усиления регулятора  $k_{\omega}$ . Оценка влияния неучтенной при синтезе инерционности контура тока на динамические свойства контура скорости осуществляется с помощью характеристического уравнения замкнутой системы

$$T_1 T_0 p^3 + T_0 p^2 + k_{\omega} p + k_{\omega} \alpha_0 = 0 , \quad (39)$$

где  $T_1 = 1/\gamma_0$ ,  $T_0 = 1/b_{0\omega} = T_M c\Phi / R_{я\Sigma}$  – постоянная времени желаемого контура тока и объекта управления скоростью. Согласно (39) для устойчивости контура скорости требуется выполнение следующего условия:  $T_0 k_\omega > T_1 T_0 k_\omega \alpha_0$ , которое превращается в неравенство  $\alpha_0 < \gamma_0$ . Таким образом, инерционность контура тока ограничивает желаемое быстродействие контура скорости.

*Контур скорости. Случай 2.* Показанный на рис. 4 регулятор скорости типа 101 обеспечивает астатизм первого порядка. Если по технологическим условиям требуется астатизм второго порядка  $n = 2$ , то закон управления скоростью синтезируется по уравнению желаемого качества, порядок которого  $n = 2$  на единицу выше порядка уравнения объекта (29)

$$\ddot{z} + \alpha_1 \dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_1 \dot{I}^* + \alpha_0 I^* . \quad (40)$$

В результате закон управления скоростью принимает вид

$$I^*(t) = k_\omega [z - \omega], \quad z = \int f_0 dt ,$$

$$f_0 = \alpha_0 \int (\omega^* - \omega) dt + \alpha_1 (\omega^* - \omega) . \quad (41)$$

Структурная схема регулятора скорости типа 212 [7], которая построена по уравнениям (41), представлена на рис. 5. Этот регулятор также содержит только параметры желаемого закона управления  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ , с помощью которых устанавливается требуемый вид, перерегулирование и время переходного процесса скорости.

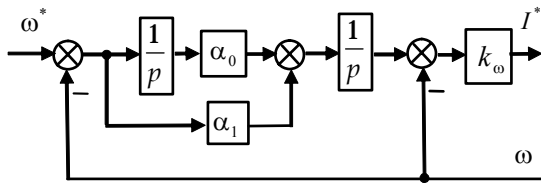


Рис. 5. Структурная схема регулятора скорости типа 212

Из передаточной функции разомкнутого контура скорости для закона управления (41)

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_\omega \alpha_1 p + b_{0\omega} k_\omega \alpha_0}{p^2 [p + b_{0\omega} k_\omega]} \quad (42)$$

видно, что контур обладает заданным астатизмом второго порядка  $\nu = 2$  и добротностью по ускорению, равной заданной

$$D_\varepsilon = D_\varepsilon^3 = \alpha_0 . \quad (43)$$

*Исследование качества управления* системы подчиненного регулирования скоростью проведено путем моделирования при действии параметрического возмущения в виде двукратного увеличения момента инерции электропривода с  $0,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$  (расчетное значение) до  $0,6 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ . Двигатель постоянного тока имеет следующие данные:  $P_n = 5,3 \text{ кВт}$  – номинальная мощность;  $U_n = 220 \text{ В}$  – номинальное напряжение;  $I_n = 28 \text{ А}$  – номинальный ток якоря;  $n_n = 1500 \text{ об/мин}$  – номинальная частота вращения;  $M_n = 34 \text{ Нм}$  – номинальный момент;  $\eta_n = 0,855$  – номинальный КПД;  $R_{я\Sigma} = 0,416 \text{ Ом}$  – сопротивление якорной цепи;  $c\Phi = 1,36 \text{ Вc}$  – коэффициент цепи возбуждения;  $T_n = 0,067 \text{ с}$ ,  $T_M = 0,068 \text{ с}$  – электромагнитная и электромеханическая постоянная времени. Силовой преобразователь характеризуется коэффициентом передачи  $k_n = 23$  и постоянной времени  $T_u = 0,01 \text{ с}$ . Параметры регулятора тока типа 101 (рис. 2) равны  $\gamma_0 = 100$ ,  $k_i = 400$ . В ходе моделирования осуществлялся плавный пуск вхолостую за время 1 с по линейно-нарастающему закону с последующим набросом номинальной нагрузки на 2 с процесса.

На рис. 6, а и рис. 6, б представлены графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе регулятора скорости типа 101 с параметрами  $\alpha_0 = 30$ ,  $k_\omega = 200$  (рис. 4). Как видно с рисунков, параметрическое возмущение практически не влияет на вид переходных процессов, графики которых сливаются при расчетном и увеличенном вдвое моменте инерции электропривода. Разгон без перерегулирования до скорости 100 рад/с происходит с установившейся динамической ошибкой около 3,3 рад/с. Статическая ошибка равна нулю, а при набросе нагрузки динамическая ошибка достигает незначительного значения 0,03 рад/с.

На рис. 6, в и рис. 6, г показаны графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе регулятора скорости типа 212 с параметрами  $\alpha_0 = 4000$ ,  $\alpha_1 = 70$ ,  $k_\omega = 2000$ , обеспечивающего астатизм второго порядка (рис. 5). Как видно с рисунков, графики переходных процессов сливаются при расчетном и увеличенном вдвое моменте инерции электропривода. Разгон с перерегулированием менее одного процента до скорости 100 рад/с происходит без установившейся динамической ошибки. Максимальная динамическая ошибка в начале пуска составляет 0,8 рад/с. Статическая ошибка равна нулю, а при набросе нагрузки динамическая ошибка достигает незначительного значения 0,05 рад/с.

Для сравнения полученных результатов представлены графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе традиционных ПИ-регуляторов

тока и скорости, настроенных на модульный (технический) и симметричный модули соответственно. Увеличение момента инерции электропривода в два раза (графики пунктирной линией на рис. 6, д и рис. 6, е приводит к затягиванию переходных процессов и уве-

личению максимальной динамической ошибки при разгоне с 3,3 рад/с до 4,7 рад/с. При набросе нагрузки динамические ошибки составляют 3,3 рад/с и 2,5 рад/с, что значительно выше, чем у предложенной системы.

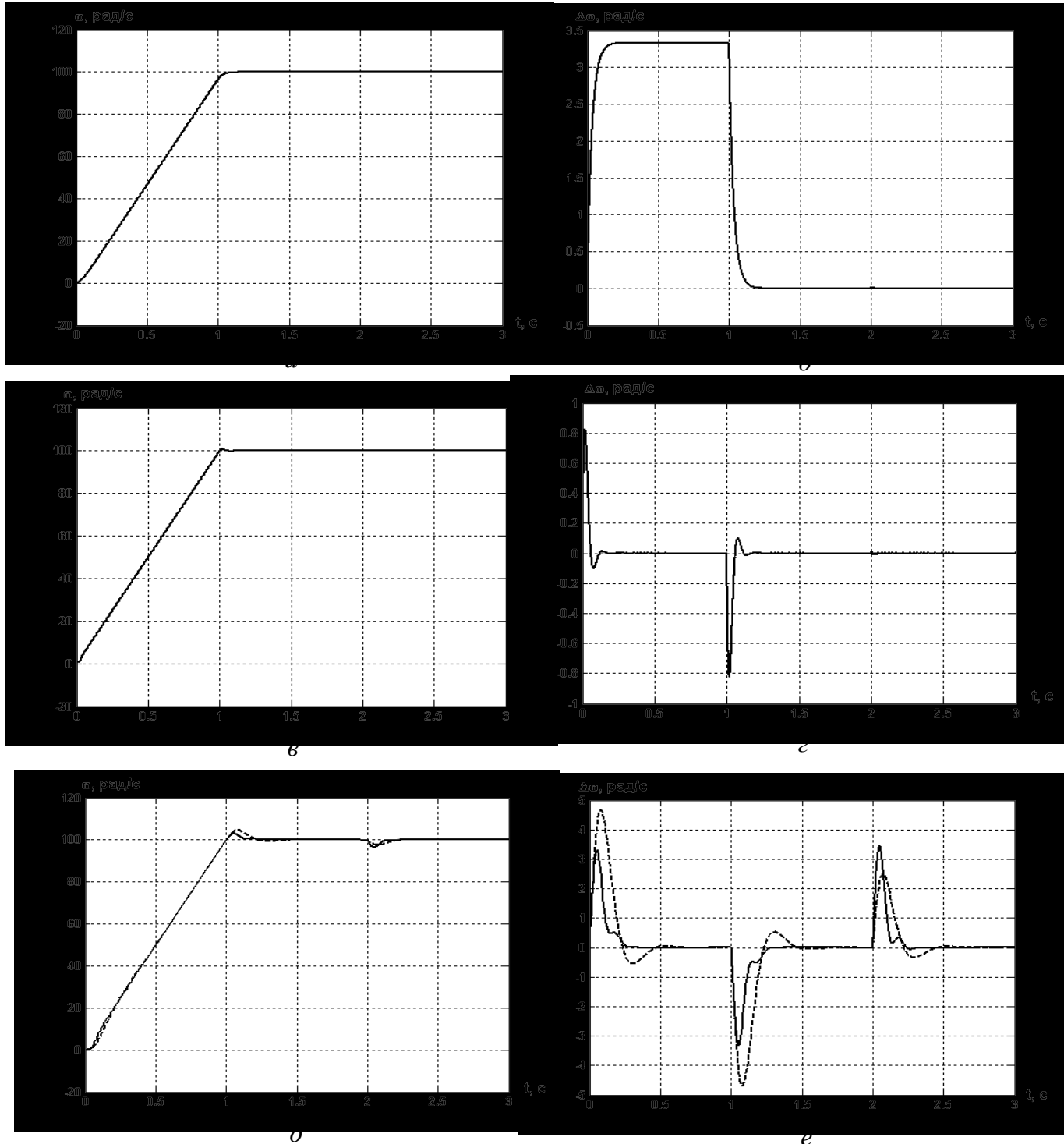


Рис. 6. Графики переходных процессов



**Выводы**

Предложенный метод синтеза законов управления координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергии обеспечивает высокое качество управления в статическом режиме и во время переходных процессов в условиях действия параметрических и координатных возмущений без применения дополнительных алгоритмов адаптации или идентификации параметров. Для построения структуры регуляторов не нужна детальная математическая модель объекта управления. Закон управления записывается по уравнению объекта и по дифференциальному уравнению, с помощью которого задается желаемое качество управления координатой, поэтому не требуется решать традиционную оптимизационную задачу. Простоту практической реализации полученных законов управления обуславливает также отсутствие дифференцирующих звеньев и сохранение устойчивости при неограниченном увеличении коэффициентов усиления регуляторов.

На примере синтеза регуляторов тока и скорости широко распространенной системы подчиненного регулирования изложена методика получения законов управления, а также произведено сравнение качества управления с традиционной системой. Увеличение в предложенной системе вдвое момента инерции электропривода практически не влияет на вид переходных процессов.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Башарин А. В. Управление электроприводами / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л. : Энергоиздат, 1982. – 392 с.
2. Терехов В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М. : Академия, 2005. – 300 с.
3. Белов М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Раскудов. – М. : Академия, 2007. – 576 с.
4. Черноушко Ф. Л. Декомпозиция и субоптимальное управление в динамических системах / Черноушко Ф. Л. // ПММ. – 1990. – Т. 54. – Вып. 6. – С. 883–893.
5. Крутько П. Д. Симметрия – методологическая основа формулирования обратных задач динамики и методов их решения / П. Д. Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2004. – № 1. – С. 5–26.
6. Крутько П. Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов / П. Д. Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005. – № 2. – С. 120–140.
7. Островерхов Н. Я. Метод синтеза регуляторов электромеханических систем на основании концепции обратных задач динамики в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергии движения / Н. Я. Островерхов // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков : НТУ «ХПИ», 2008. – № 30. – С. 105–110.

*Надійшла до редакції 15.02.2011*

**Островерхов М.Я., Бурик М.П. Керування координатами електроприводів на основі концепції зворотних задач динаміки при мінімізації локальних функціоналів енергій**

*Вказаний у заголовку метод застосовується для підвищення якості керування швидкістю електроприводу, забезпечує слабку чутливість до параметричних збурень та просту декомпозицію системи.*

**Ключові слова:** концепція зворотних задач динаміки, бажана якість керування, регулятор, параметричне збурення.

**Ostroverkhov N., Buryk N. Control of coordinates electric drives based on the concept of inverse dynamics problems for minimization local functionals momentary values of energy**

*Mentioned in title method used to improve the quality of the speed control of electric drives, provides weaken sensitivity to parametric indignations and simple decomposition of the system.*

**Key words:** concept of the inverse dynamics problems, desired quality of control, regulator, parametric indignation.