

*power of the electron beam. The conducted research showed that the signal spectrum of the secondary current in electron beam welding of high power contains a characteristic high-frequency (15 kHz) component. Empirical density distribution of the signal was constructed in the amplitude range for this component. It was shown that the parameters of the density distribution is closely linked with the nature of interaction of the beam with metal and can be used for remote control of technology process.*

**Key words:** electron beam welding, secondary-emission signals, stainless steel, electron beam focusing, weld formation control and monitoring

Получено: 15.11.11

УДК 007.62-5

*К. В. Шишаков*, кандидат физико-математических наук, доцент  
Ижевский государственный технический университет

### УПРАВЛЕНИЕ УГЛОВЫМ ПЕРЕМЕЩЕНИЕМ СЛОЖНОГО ПРЕЦИЗИОННОГО ОБЪЕКТА

*Рассматривается управление угловым перемещением сложного и большого прецизионного объекта. Для его низкочастотного наведения применяется трехконтурное подчиненное управление электроприводом с упругой передачей. Анализируются возможности и ограничения управления в условиях внешних и эксплуатационных возмущений.*

**Ключевые слова:** управление, электропривод, прецизионный объект, угловое перемещение, упругая связь

#### Введение

В высокоточных системах управления угловым перемещением сложных и больших прецизионных объектов (прецизионных столов [1, 2], в робототехнике и т. п.) требования к точности углового позиционирования достигают от единиц до десятых и менее угловых секунд. При таких точностях традиционные электроприводы управления часто становятся источниками погрешностей. Это может быть редукторная понижающая передача в электроприводах с редуктором (особенно при переменных ускорениях и вблизи сверхнизких угловых скоростей) или эксплуатационные погрешности самого электродвигателя без редуктора (напрямую передаются на управляемый объект) [3].

Обеспечение высокоточного углового наведения рассматриваемых объектов затрудняется большими размерами и сложностью. Их масса может достигать до нескольких тонн, а сложность проявляется в специфике сборной механической конструкции, имеющей широкий спектр резонансных частот. Поэтому в условиях сильных внешних и внутренних возмущений достичь требуемых высоких точностей с помощью одного низкочастотного электропривода не всегда удается. В таких случаях в систему вводят дополнительные корректирующие каналы управления [4, 5].

Для того чтобы максимально использовать точностные ресурсы низкочастотного электропривода, применяют трехконтурную подчиненную обратную связь магнитными двигателями постоянного тока с прямой передачей [6, 7]. Обсуждение

вопросов ее согласования с большим упругим прецизионным объектом является целью настоящей работы.

### Модель объекта управления с учетом механических свойств электропривода и ее упрощения

Для составления модели выделим четыре важнейших элемента объекта управления: ротор электродвигателя с постоянными магнитами (индекс «д»); упруго закрепленный статор (индекс «ст»; принимает на себя момент управления с обратным знаком); нагрузку на двигатель (индекс «т»; в первом приближении – твердотельную) со стороны прецизионного объекта управления и упругую передачу, связывающую ротор с объектом (индекс «у»; обычно ее считают безинерционной). Запишем их модели в следующем виде:

$$\begin{aligned} A_d(p) \omega_d &= M_{э.-м} - M_y - M_{п.д}, \quad A_d(p) \equiv I_d p, \\ A_t(p) \omega_t &= M_y - M_{п.т} + M_f, \quad M_y = (\mu + C/p)(\omega_d - \omega_t), \\ A_{ст}(p) \omega_{ст} &= M_{э.-м}, \quad A_{ст}(p) \equiv I_{ст} (p^2 + 2\xi_{ст}\Omega_{ст}p + \Omega_{ст}^2)/p, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\omega_d = p\varphi_d$ ,  $\omega_{ст} = p\varphi_{ст}$ ,  $\omega_t = p\varphi_t$  – угловые скорости соответственно ротора электродвигателя, его статора (направление выбрано противоположным) и нагрузки;  $A_d$ ,  $A_{ст}$ ,  $A_t$  – дифференциальные операторы ( $p = d/dt$ ), обратные передаточным функциям  $W_d(p) = 1/A_d$ ,  $W_{ст}(p) = 1/A_{ст}$ ,  $W_t(p) = 1/A_t$ ;  $I_d$ ,  $I_{ст}$  – моменты инерции ротора и статора;  $\Omega_{ст}$  – низшая резонансная частота колебаний упруго закрепленного статора;  $\xi_{ст}$  – соответствующий ей коэффициент демпфирования;  $M_{п.д}$ ,  $M_{п.т}$  – моменты потерь по отношению к ротору и нагрузке (вызванные сухим и вязким трением; в частности для сухого трения  $M_{п.т} = S \text{sign}(\omega)$ );  $M_y$  – момент, создаваемый упругой передачей с коэффициентами упругости  $C$  и вязкости  $\mu$ ;  $M_{э.-м}$  – электромагнитный момент управления электродвигателя;  $M_f$  – момент, создаваемый внешними воздействиями.

В электродвигателях постоянного тока без внутренних контуров (по току и по угловой скорости) электромагнитный момент [8, 9]:

$$M_{э.-м} = M\{1 + \varepsilon_\Delta(\varphi_d + \varphi_{ст})\}, \quad M = c_J J; \quad (2)$$

$$J = \{\gamma\mu - c_e(\omega_d + \omega_{ст})\}/(R + Lp), \quad (3)$$

где  $J$  – ток;  $\varepsilon_\Delta$  – функция пульсаций по угловой координате;  $M$  – значение  $M_{э.-м}$  при отсутствии пульсаций ( $\varepsilon_\Delta = 0$ );  $\gamma$  – коэффициент усиления;  $R$ ,  $L$  – сопротивление и индуктивность обмоток;  $c_J$  – коэффициент;  $c_e$  – постоянная противоЭДС (часто принимают [10]:  $c_e = c_J$ ).

Вводя  $T_{э.-м} = L/R$  – электромагнитную постоянную (с),  $\beta = c_J c_e/R$  – жесткость механической характеристики,  $U = \gamma\mu c_J/R$  – управляющее воздействие, перепишем (3) в более удобном виде [11]:

$$(T_{э.-м}p + 1)M = U - \beta(\omega_d + \omega_{ст}). \quad (4)$$

Уравнения (1), (2), (4) описывают модель прецизионного объекта управления с упругой передачей. На практике в зависимости от конкретной ситуации их часто можно упростить. Рассмотрим такие варианты.

1. Если характерное время электромагнитных процессов  $T_{э.-м}$  намного меньше периодов резонансных колебаний механической системы, в (4) принимают  $T_{э.-м} = 0$ .

2. Если микродеформации статора не существенны для точности, в (1) полагают  $\omega_{ст} = 0$  и исключают третье уравнение.

3. Если связь ротора двигателя с нагрузкой является «мягкой» (в частности, при редукторной передаче с люфтами, когда относительные смещения  $(\varphi_d - \varphi_r)$  могут быть значительными), за объект управления в ряде случаев можно принимать ротор двигателя:

$$I_d p \omega_d = M - M_c, (T_{э-м} p + 1) M = U - \beta \omega_d, \text{ или} \\ \beta \{1 + T_m p (1 + T_{э-м} p)\} \omega_d = U - (1 + T_{э-м} p) M_c, M_c \equiv M_y - M_{пл}, \quad (5)$$

где  $T_m = I_d / \beta$  – электромеханическая постоянная;  $\varepsilon_d = \omega_{ст} = 0$ .

4. Если связь ротора двигателя с нагрузкой является «жесткой» (скрутка упругой передачи не влияет на точность), при синтезе контура управления можно полагать  $\varphi_d = \varphi_r$ . Тогда из (1) при  $\varepsilon_d = \omega_{ст} = 0$  получим:

$$\{I_d p + A_t(p)\} \omega_d = M - M_{пл} + M_f, (T_{э-м} p + 1) M = U - \beta \omega_d, M_{пл} \equiv M_{пл} + M_{пл.т}. \quad (6)$$

В случае  $A_t(p) = I_t p$  ( $I_t$  – момент инерции объекта в твердотельном приближении) приходим к прежнему уравнению (5), в котором электромеханическая постоянная  $T_m = (I_d + I_t) / \beta$ .

5. При наличии упругой связи между ротором двигателя и объектом можно ввести относительную угловую скорость  $\Delta\omega = \omega_d - \omega_r$ :

$$A_d \omega_d = M_{э-м} - \mu_\Sigma \Delta\omega - M_{пл}, A_r \omega_r = \mu_\Sigma \Delta\omega - M_{пл.т} + M_f, \mu_\Sigma \equiv \mu + C/p. \quad (7)$$

Отсюда для  $A_t = I_t p$ ,  $A_d = I_d p$ ,  $I_\Sigma = I_d + I_t$  получим:

$$I_\Sigma p \omega_d = M_{э-м} - M_{пл} + M_f + I_t p \Delta\omega, I_\Sigma p \omega_r = M_{э-м} - M_{пл} + M_f + I_d p \Delta\omega.$$

Для большого объекта обычно выполняется  $I_d \ll I_t$ , поэтому для малой  $\Delta\omega$  можно приближенно записать ( $W_\Sigma = p / (A_t + A_d)$ ):

$$p \omega_r = W_\Sigma (M_{э-м} - M_{пл} + M_f), p \omega_d = W_\Sigma (M_{э-м} - M_{пл} + M_f) + p \Delta\omega. \quad (8)$$

В случае квазистатической и низкочастотной динамики из-за высокой жесткости упругой передачи обычно полагают  $\Delta\omega \approx 0$ . Заметим, что вклад  $\Delta\omega$  может проявиться только на высокочастотных резонансах конструкции (т. к. для  $\Delta\varphi = A \sin \Omega t$  будем иметь  $p \Delta\omega = p^2 \Delta\varphi = -A \Omega^2 \sin \Omega t$ ). Для подавления таких возмущений используют пассивные демпферы, работающие в широкой полосе частот (причем демпфирование улучшается с повышением частоты). Задачей низкочастотной активной обратной связи является исключение условий возникновения таких микроколебаний.

Для оценки вклада упругой передачи можно использовать (1):

$$\omega_r = \{\omega_d + (M_f - M_{пл}) / \mu_\Sigma\} / (1 + A_t / \mu_\Sigma) \approx \omega_d / (1 + A_t / \mu_\Sigma).$$

Таким образом, из рассмотренных вариантов видно, что в ряде практических случаев предварительного инженерного анализа можно упростить модель рассматриваемого объекта управления. Изучив задачу в загруженном виде, далее следует перейти к исследованию тонких факторов с помощью компьютерного моделирования на более полных моделях. При этом важно подчеркнуть косвенное влияние характеристик контуров управления на структуру модели объекта прецизионного

управления, т. к. они могут расширять перечень резонансных мод конструкции, попавших в полосу управления.

### Синтез регулятора следящей системы

Рассмотрим задачу синтеза оптимального регулятора в соответствии с [12]. Для этого перепишем (8) в традиционном виде и введем критерий качества  $J_w$ :

$$A(p)\varphi = w + f, f \equiv (M_f - M_n)/I_T, \quad (9)$$

$$J_w = m_0^2 \langle \varphi^2 \rangle + m_1^2 \langle (p\varphi)^2 \rangle + m_2^2 \langle (p^2\varphi)^2 \rangle + m_3^2 \langle (p^3\varphi)^2 \rangle + \langle w^2 \rangle,$$

где  $w = M_{э-м}/I_T$  – управление;  $f$  – возмущения;  $A(p) \equiv pA_1(p)/I_T (\sim p^2)$ ;  $\varphi = \omega_r/p = \varepsilon_r/p^2$  – угловая координата;  $\langle \rangle$  – усреднение по времени.

Физический смысл коэффициентов критерия качества  $m$  определяется их влиянием:  $m_0$  – на коэффициент усиления в обратной связи;  $m_1$  – на плавность переходных процессов по скорости;  $m_2$  – на ускорение. С увеличением  $m_3$  уменьшается скорость изменения ускорений и, как следствие, частота изменения инерционных нагрузок. Это может влиять на возбуждение упругих колебаний деформируемой конструкции.

Экстремали (9) находятся из уравнения Эйлера для гурвицева полинома  $G(p)$  (все его корни имеют отрицательные действительные части) [13]:

$$G(-p)G(p)\varphi = A(-p)f, \quad (10)$$

$$G(-p)G(p) \equiv A(-p)A(p) + m_0^2 - m_1^2 p^2 + m_2^2 p^4 - m_3^2 p^6.$$

Для устойчивости регулятора выделяют устойчивую часть  $F(p)$ :

$$G(p)\varphi = \Psi, \Psi = F(p)f, (F(p) \equiv A(-p)/G(-p)). \quad (11)$$

Здесь в первом уравнении находят общее решение, а во втором – выделяют частное устойчивое решение уравнения  $G(-p)\Psi = A(-p)f$  для выбранной модели описания возмущений  $f$ . В выборе  $F(p)$  имеется свобода: от всего семейства устойчивых экстремалей до отдельной экстремали.

Из уравнений (9), (11) определяются оптимальный регулятор по выбранному критерию качества и уравнение замкнутой системы:

$$w = [A(p) - G(p)/F(p)]\varphi, G(p)\varphi = F(p)f. \quad (12)$$

Если возмущения  $f$  моделировать через белый шум  $\eta$ , получим (последующий расчет дисперсии  $\varphi$  проводится стандартно):

$$\varphi = [S_\eta(p)F(p)/G(p)]\eta, f = S_\eta(p)\eta. \quad (13)$$

Для случая незадемпфированного объекта с  $A(p) = p^n$  при  $m_1 = m_2 = m_3 = 0$  будем иметь [14]:  $G(-p)G(p) = m_0^2 - p^{2n}$ , т. е. полиномы Баттерворта  $G(p)$   $n$ -го порядка. Близкие к ним регуляторы будут получаться и для объектов с доминированием коэффициента  $m_0^2$  в  $J_w$ . Для случая  $A(p) = p^2 + \nu p$  (учитывается демпфирование с коэффициентом  $\nu$ ) при  $m_3 = 0$  [15]:

$$G(p) = (1 + m_2^2)^{1/2} \{p^2 + 2\xi\Omega p + \Omega^2\},$$

$$\Omega^2 \equiv m_0/(1 + m_2^2)^{1/2}, \xi^2 \equiv 1/2 + (\nu^2 + m_1^2)/4(1 + m_2^2)\Omega^2.$$

Здесь при увеличении  $m_2^2$  или  $\Omega$  (зависит от  $m_0$ ), а также при  $\nu = m_1 = 0$  коэффициент  $\xi$  приближается к  $1/2^{1/2}$ , а сам полином  $G(p)$  – к полиному Баттерворта второго порядка. Для ненулевых  $m_3$  при больших  $m_0$  будем иметь фильтр Баттерворта третьего порядка. В общем случае при соизмеримых коэффициентах  $m_i$  расчет  $G(p)$  проводят численными методами.

Для повышения астатизма системы управления, в [16] рекомендуется к полученному полиному  $G(p)$  добавлять интегральное звено с малым коэффициентом, слабо влияющим на переходные процессы. Если роль интегрального звена в обратной связи считается значительной, следует продифференцировать (9):  $A(p)p\varphi = \nu + \delta f$ , где  $\nu = pw$ ,  $\delta f = pf$  – скорость изменения переменной составляющей возмущений. Решая задачу оптимального подавления  $\delta f$  (с функционалом типа (9)), для больших  $m_0$  полином  $G(p)$  также будет стремиться к соответствующему фильтру Баттерворта. При этом в управлении  $w = \nu/p$  появится интегральное звено.

Таким образом, на первом этапе синтеза следящей системы часто ее можно традиционно настраивать на фильтры Баттерворта соответствующих порядков. При этом число варьируемых параметров получается минимальным, что упрощает предварительный анализ, ориентированный на начальные стадии проектирования управляющих систем. После этого для найденных регуляторов можно продолжить параметрическую и структурную оптимизацию по отношению к конкретным функциям возмущений  $f$ . Параметрическая оптимизация будет проводиться по критериям точности и устойчивости, структурная – через задание функции  $\Psi = F(p)f$ .

Им может предшествовать оптимизация по критерию (9). При выборе коэффициентов  $m$  в нем на начальной стадии можно потребовать сбалансированность слагаемых:  $m_0\varphi \sim m_1 p\varphi \sim m_2 p^2\varphi \sim m_3 p^3\varphi \sim w$  – для желаемых переходных процессов  $\varphi(t)$  в выбранной полосе частот. На этом пути синтез регулятора обычно начинают с перебора (с последующей частотной подстройкой) проверенных на практике желаемых переходных процессов. В рамках последней задачи заменим входящую в (13) передаточную функцию  $[S_\eta(p)F(p)/G(p)]$  «желаемой» передаточной функцией  $1/A_{\text{ж}}(p)$  (одной из стандартных, прошедших многолетний инженерный отбор [17]). При этом получим регулятор и замкнутую систему:

$$w = [A(p) - A_{\text{ж}}(p)S_\eta(p)]\varphi, \quad A_{\text{ж}}(p)\varphi = \eta. \quad (14)$$

Если же реальная функция  $f$  описывается другой моделью:  $f = S_\zeta(p)\zeta$ , для регулятора (14) будем иметь:  $A_{\text{ж}}(p)\varphi = [S_\zeta(p)/S_\eta(p)]\zeta$ .

Выписанные соотношения позволяют целенаправленно проводить синтез регулятора с учетом отклика упругой конструкции объекта управления на частоты управления. Они позволяют решить две задачи: прямую и обратную. Прямая задача удобна для синтеза управления на основе упрощенных (загрубленных) моделей объекта управления при заданных ограничениях. Обратная задача заключается в выборе «желаемой» обратной связи (в рамках огрубленных низкочастотных моделей объекта управления) и определении на этой основе коэффициентов функционала  $J_w$ . Далее модель и функционал записываются в пространстве состояний и синтезируется регулятор сложной системы, оптимизированный на отслеживание желательных переходных процессов.

### **Предварительное качественное рассмотрение следящей системы при учете внутренних контуров электроприводов**

В процедуре синтеза управления прецизионным объектом выделим три этапа. На первом этапе проводится синтез контура слежения по достаточно грубой модели объекта управления (часто двухмассовой: ротор двигателя + твердотельный объект, соединенные упругой связью). На втором этапе синтезированный контур исследуется на уточненной модели. На третьем этапе осуществляется корректировка контуров управления с целью поиска компромисса между точностью и устойчивостью. Ниже рассмотрим только первый этап с учетом внутренней системы управления электроприводом. Остальные два этапа предполагают построение компьютерной динамической упругой распределенной модели конструкции.

Рассмотрим присущие электроприводу внутренние возмущения [18] (основываясь на (1), (2), (4)). Из (4) видно, что на электромагнитный момент через противоЭДС  $\beta(\omega_d + \omega_{ст})$  могут влиять резонансные микроколебания упруго закрепленного статора. Такое влияние отчасти можно ослабить с помощью встроенного контура по току, изменяющего зависимость (4). Однако этого нельзя утверждать для высокочастотных микроколебаний статора, находящихся за полосой частот контура по току. Их надо демпфировать пассивными средствами (с помощью вязкого или сухого трения).

Следующим источником возмущений может стать функция периодических по углу пульсаций  $\varepsilon_d(\varphi_d + \varphi_{ст})$ . Для случая малых угловых деформаций статора она  $\approx \varepsilon_d(\varphi_d)$  и может быть программно скорректирована:  $M_u = M_{эм} / \{1 + \varepsilon_d(\varphi_d)\}$ . В случае квазистационарных режимов она может быть подавлена интегральными звеньями в контуре слежения [19].

Упругая передача от ротора двигателя к прецизионному объекту также может быть источником возмущений. При высокочастотных воздействиях на ротор возможно возникновение высокочастотных резонансных колебаний системы «ротор – упругая передача – объект». Из-за относительной малости момента инерции ротора по отношению к объекту частота оказывается близкой к частоте колебаний ротора, упруго связанного с неподвижным объектом, и измеряется сотнями Гц. Подавление таких частот может быть только пассивным, широкополосным. С другой стороны, под действием внешних возмущений на объект могут возникнуть его низкочастотные колебания (с частотами до десятков Гц) на упругой передаче или на упругом закреплении статора. Условия фиктивного закрепления ротора или его сцепления со статором может создавать контур обратной связи электродвигателя. Для подавления таких низких частот эффективнее использовать активные демпферы. Их роль будет выполнять встроенный в электродвигатель контур угловой скорости. Поэтому его полоса частот должна превышать низшую частоту резонансных колебаний.

Для обеспечения процессов слежения (включая программное движение) вводится третий контур – по ошибке слежения. На практике часто требуется плавность сопровождения, чтобы уменьшить проявление высокочастотных неуправляемых микроколебаний конструкции (из-за резких перепадов инерционных нагрузок). Плавность работы обеспечивает реализация низкочастотного программного движения контуром по скорости.

Таким образом, каждый из вложенных трех контуров выполняет свои задачи. Контур по току призван подавлять низкие и средние частоты возмущений, приходящие через противоЭДС. Контур по скорости на средних частотах – активно демпфировать возможные упругие микроколебания, на низких частотах – обеспе-

чивать демпфирование переходных процессов в контуре по ошибке слежения. Контур по ошибке слежения – обеспечивать низкочастотный плавный процесс сопровождения. Если его частота намного ниже частот предыдущих внутренних контуров электропривода, задачу разделяют: 1) на низкочастотное слежение идеальным электроприводом; 2) среднечастотное улучшение выходных характеристик электропривода. Каждая из них может сначала исследоваться относительно независимо с последующим совместным моделированием.

### Модель трехконтурной системы подчиненного управления

Обобщенная схема трехконтурной системы подчиненного управления показана на рис. 1.

Она отражает выполнение желаемого преобразования входной координаты  $y_3$  в выходную  $x_3$ , независимо от возмущений  $f_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ). На схеме:  $W_{Ri} = 1/A_{Ri}$ ,  $W_{0i} = 1/A_{0i}$  – передаточные функции регуляторов и объектов управления;  $K_i$  – коэффициенты усиления обратных связей.

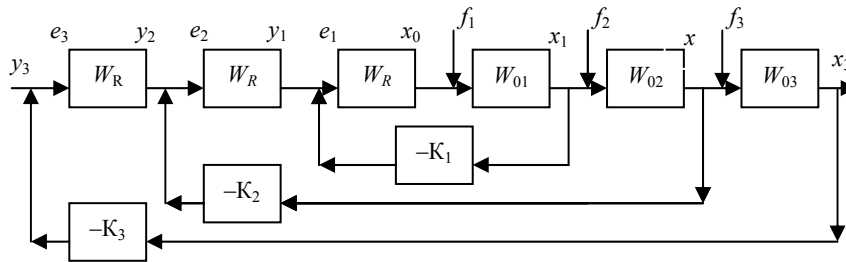


Рис. 1. Общая схема трехконтурной системы подчиненного управления

Запишем зависимости выходных переменных от входных:

$$x_1 = W_{\Sigma 1}(y_1 + \delta y_1), \quad \delta y_1 = f_1/W_{R1}, \quad (15)$$

$$x_i = W_{\Sigma i}(y_i + \delta y_i), \quad \delta y_i = (f_i/W_{\Sigma, i-1} + \delta y_{i-1})/W_{Ri}, \quad i = 2, 3,$$

где  $1/W_{\Sigma i} = K_i + 1/W_{0i} W_{Ri} W_{\Sigma, i-1}$ ,  $i = 1, 2, 3$ ;  $W_{\Sigma 0} = 1$ .

Точность аппроксимации выходными переменными входных, независимо от возмущений  $f_i$ , характеризуют ошибки:

$$e_i = y_i - K_i x_i = W_{e1i} y_i - W_{e2i} \delta y_i, \quad i = 1, 2, 3, \quad (16)$$

где  $W_{e1i} = 1 - K_i W_{\Sigma i} = 1/(1 + W_{0i} W_{Ri} W_{\Sigma, i-1})$ ;  $W_{e2i} = K_i W_{\Sigma i} = 1/(1 + 1/W_{0i} W_{Ri} W_{\Sigma, i-1})$ .

В системах подчиненного регулирования часто выбирают физически легко реализуемые пропорционально-интегральные (ПИ) регуляторы (в них отсутствуют усиливающие шумы звенья дифференцирования):

$$W_R = K_R(1 + 1/T_R p) = K_R(1 + T_R p)/T_R p.$$

Подставляя их в (16), видно, что увеличение коэффициентов регуляторов  $K_{Ri}$  в  $W_{Ri}$  приводит к подавлению внешних возмущений  $f_i$  ( $\delta y_i \approx 0$ ), а увеличение коэффициентов  $K_i$  в обратных связях, совместно с  $K_{Ri}$ , уменьшает ошибки  $e_i$  контуров ( $W_{e1i} \approx 0$ ,  $W_{e2i} \approx 1$ ).

В итоге трехконтурная схема (рис. 1) будет эффективно подавлять внешние возмущения и обеспечивать  $x_i \approx y_i/K_i$ . Подчиненность управления требует, чтобы

каждый внутренний контур был более быстродействующим по отношению к внешнему – чтобы он выступал как квазистатическое преобразование  $x_i \approx y_i / K_i$  с учетом затухания всех переходных процессов, вызванных изменениями  $f_i$ . При этом желательно разнести резонансные частоты конструкции и контуров управления, что будет исключать их взаимное резонансное перевозбуждение через имеющиеся в системе слабые электронно-механические связи.

В рамках схемы рис. 1 рассмотрим систему управления электродвигателем. Передаточные функции звеньев зададим в соответствии с (1)–(7).

#### Анализ встроенного контура по току (рис. 2)

Здесь с учетом (3):  $y_1 = \gamma u_\omega$  – требуемое предыдущим контуром напряжение;  $W_\Pi(p) = K_\Pi / (1 + \tau p)$  – передаточная функция силового преобразователя (преобразует переменный ток в постоянный с коэффициентом усиления  $K_\Pi$  и малым временным запаздыванием  $\tau \ll 1$ ; часто  $\tau \approx 0,01$  с [20]).

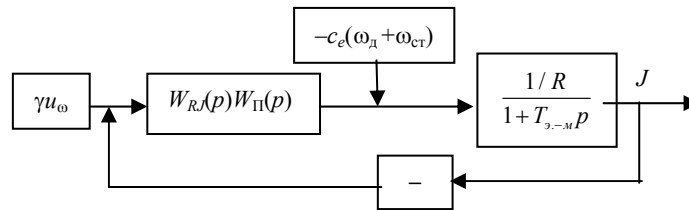


Рис. 2. Структурная схема подчиненного контура по току

После введения контура модель (3) заменится на следующую:

$$R(T_{э-м}p + 1)J = \gamma u - c_e(\omega_d + \omega_{ст}), \quad \gamma u = W_{RJ}W_\Pi(\gamma u_\omega - K_J J). \quad (17)$$

Выберем ПИ-регулятор [21]:  $W_{RJ}(p) = K_{RJ}(1 + T_{э-м}p) / T_{э-м}p$ . Для него передаточные функции разомкнутого и замкнутого контуров:

$$W_{J,раз} = W_{RJ}W_\Pi / R(1 + T_{э-м}p) = K_\Sigma / p(1 + \tau p), \quad K_{\Sigma J} \equiv K_{RJ}K_\Pi / RT_{э-м};$$

$$W_J = W_{J,раз} / [1 + K_J W_{J,раз}] = 1 / [K_J + 1/W_{J,раз}] = K_{\Sigma J} / [\tau p^2 + p + K_{\Sigma J} K_J].$$

При  $2\tau K_J K_{\Sigma J} = 1$  будем иметь полином Баттерворта второго порядка:

$$W_J(p) = 1/[d^2 + 2^{1/2}d + 1] K_J \approx 1/[2\tau p + 1] K_J. \quad (18)$$

Для него  $d \equiv 2^{1/2}\tau p$ ;  $K_{RJ}K_\Pi = RT_{э-м}/2\tau K_J$ ; резонансная частота  $\Omega_J = 1/(2^{1/2}\tau)$ ; пере-регулирование  $\approx 4,3\%$ , а длительность переходного процесса  $\approx 4,7\tau$  [22]. В соответствии с (15) запишем

$$J = W_J(p) \{ \gamma u_\omega - c_e(\omega_d + \omega_{ст}) / W_{RJ}W_\Pi \}. \quad (19)$$

В стационарном режиме (при  $p = 0$ ) получаем полное подавление возмущений противоЭДС:  $J \approx \gamma u_\omega / K_J$ . В динамическом режиме они лучше подавляются с ростом  $K_{RJ}K_\Pi$  (или с уменьшением  $K_J$ ). Для  $\tau \approx 0,01$  с имеем  $\Omega_J/2\pi = 1/(2^{1/2}\tau)2\pi \approx 11$  Гц. Более высокочастотные упругие колебания статора с ротором, вносящие вклад в противоЭДС, следует пассивно демпфировать. В полосе частот контура по току уравнения (3), (4) с учетом (18) можно при синтезе внешних контуров заменять на

$$[2\tau p + 1] K_J J \approx \gamma u_\omega, \quad [2\tau p + 1] M \approx (c_J/K_J) \gamma u_\omega. \quad (20)$$



### Анализ встроенного контура по угловой скорости

Контур по скорости и внешний контур по угловой ошибке слежения имеют один и тот же объект управления (рис. 3). На рисунке обозначены:  $\varphi_{ц}$  – неизвестная функция углового движения цели или заданная функция программного углового перемещения;  $W_{0y} = 1/\{A_{\tau}(p) + A_{\Delta}(p)\}$  – передаточная функция объекта управления (см. (6));  $W_{\tau,д} = 1/\{1 + A_{\tau}(p)/\mu_{\Sigma}\}$  – передаточная функция упругой передачи от  $\omega_{д}$  к  $\omega_{\tau}$  (см. (7));  $M_c$  – момент сопротивления.

Обратная связь замыкается через непосредственное измерение угловой скорости  $\omega_{д}$  встроенным тахогенератором [23]. Это позволяет с помощью пропорционального регулятора ввести в систему управления дифференциальное звено для активного демпфирования колебательных процессов (альтернативный путь непосредственного дифференцирования сигнала ошибки слежения усилит шумы измерений, а также проблематичен при редких измерениях накапливаемого слабого сигнала). Частоты контура по скорости при этом должны быть ниже частот подчиненного ему контура по току, чтобы последний успел подавить зависящую от  $\omega_{д}$  противоЭДС.

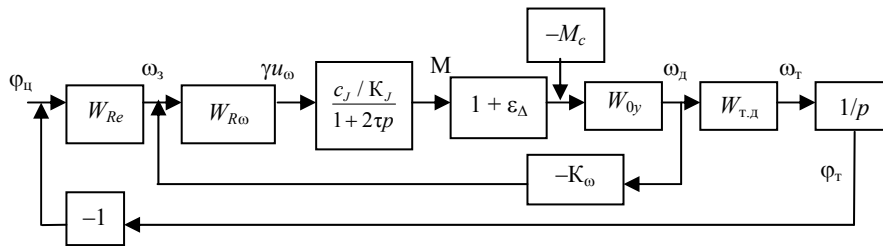


Рис. 3. Структурная схема контуров по скорости и по угловой ошибке

Для рассмотренных ранее четвертого и пятого вариантов модели можно полагать:  $W_{\tau,д} = 1$ ;  $M_c \equiv M_{пт} + M_{п,д} - M_f$ ; а для третьего:  $W_{0y} = 1/A_{\Delta}(p)$ ;  $M_c \equiv M_{п,д} - M_f$ . В случае упругой передачи второе уравнение (1) может быть записано в виде  $\{A_{\tau} + \mu_{\Sigma}\}\omega_{\tau} = M_f - M_{п,т} + \mu_{\Sigma}\omega_{д}$ , в котором функцией управления выступает  $\mu_{\Sigma}\omega_{д}$ . Поэтому  $\omega_{д}$  должно быть более высокочастотным по сравнению с резонансной  $\omega_{\tau}$ .

Синтез контура по скорости обычно проводят без учета функции пульсаций  $\varepsilon_{\Delta}$ , полагая  $\varepsilon_{\Delta} = 0$ . В первом приближении принимают:  $W_{0y} = 1/I_{\Sigma}p$ ,  $I_{\Sigma} \equiv I_{\tau} + I_{д}$ . Тогда передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{\omega,раз} = W_{R\omega}(p)(c_J/K_J I_{\Sigma})/(2\tau p^2 + p). \quad (21)$$

В случае выбора П-регулятора:  $W_{R\omega} = K_{R\omega} = \text{const}$  – замкнутый контур настраивают на фильтр Баттерворта второго порядка [24]:

$$\begin{aligned} W_{\omega}(p) &= 1/[K_{\omega} + 1/W_{\omega,раз}] = K_{\Sigma}/[2\tau p^2 + p + K_{\Sigma}K_{\omega}] = \\ &= 1/[d^2 + 2^{1/2}d + 1]K_{\omega} \approx 1/[4\tau p + 1]K_{\omega}. \end{aligned} \quad (22)$$

Здесь  $d \equiv 2^{1/2}2\tau p$ ; резонансная частота  $\Omega_{\omega} = 1/(2^{1/2}2\tau)$ ; перерегулирование  $\approx 4,3\%$ ; длительность переходного процесса  $\approx 9,4\tau$  [25];  $K_{\Sigma} \equiv K_{R\omega}c_J/K_J I_{\Sigma}$ ;  $4\tau K_{\omega}K_{\Sigma} = 1$ . Для выбранного  $K_{\omega}$  вычисляется  $K_{\Sigma}$ , а потом  $K_{R\omega}$ .

В случае ПИ-регулятора:  $W_{R\omega}(p) = K_{R\omega}(1 + T_{R\omega}p)/T_{R\omega}p$  – контур настраивают на фильтр Баттерворта третьего порядка [26]. Для функции

$$W_{\omega}(p) = K_{\Sigma}(1 + T_{R\omega}p)/[(2\tau p^3 + p^2)T_{R\omega} + K_{\Sigma}K_{\omega}(1 + T_{R\omega}p)]$$

выбирают  $T_{R\omega} = 8\tau$ ,  $4\tau K_{\omega}K_{\Sigma} = 1$ . Дополняя внешний регулятор  $W_{Re}$  фильтром с передаточной функцией  $W_{\Phi}(p) = 1/(1 + T_{R\omega}p)$ , получим:

$$W_{\omega}W_{\Phi} = 1/(d^3 + 2d^2 + 2d + 1)K_{\omega} \approx 1/[8\tau p + 1]K_{\omega}, \quad (23)$$

где  $d = 4\tau p$ ;  $K_{\omega}$  – задается;  $K_{\Sigma}$  и  $K_{R\omega}$  те же, как для П-регулятора; резонансная частота  $\Omega_{\omega} = 1/(4\tau)$ , перерегулирование  $\approx 8\%$  [27].

С учетом (15) зависимость выходной переменной от входной

$$\omega_d = W_{\omega}(p) \{ \omega_3 - M_c/W_J W_{R\omega}R \}. \quad (24)$$

Видно, что в стационарном случае (при  $p = 0$ ) для П-регулятора малый вклад  $M_c$  остается, для ПИ-регулятора – нет:

$$\omega_d \approx \omega_3/K_{\omega}. \quad (25)$$

### Согласование контура по скорости с контуром по ошибке слежения

Ранее контур по скорости выбирался согласованно с контуром по току. Для  $\tau \approx 0,01$  с контур по току имел частоту  $\approx 11$  Гц, а контур по скорости в случае П-регулятора  $\Omega_{\omega}/2\pi \approx 5,5$  Гц и в случае ПИ-регулятора  $\approx 4$  Гц. При этом более высокая часть частот может потребоваться в системе активного демпфирования микроколебаний конструкции за пределами полосы слежения, более низкая часть – для стабилизации процессов слежения относительно программного движения  $\omega_3$  (с частотами не выше 1 Гц). Низкие частоты контура слежения объясняются необходимостью уменьшить инерционные нагрузки на конструкцию большого упругого прецизионного объекта (могут вызывать возникновение резонансных колебаний облегченных конструкций), а также энергетическими ограничениями на электродвигатели (запас по моменту на динамические нагрузки по сравнению со статическими часто выбирается не выше 1,5).

Желаемые переходные процессы в контуре по угловой ошибке обеспечиваются выбором передаточной функции регулятора  $W_{Re}(p)$ . Для ее расчета можно использовать два пути. В первом случае используется соотношение (25). Например, можно выбрать традиционный ПИ-регулятор, сводя замкнутый контур к фильтру Баттерворта второго порядка:

$$p\varphi_d \approx \omega_3/K_{\omega} = W_{Re}e/K_{\omega} = (2^{1/2}\Omega + \Omega^2/p)e, \quad (26)$$

где  $e = \varphi_{\Pi} - \varphi_T \approx \varphi_{\Pi} - \varphi_d$ ,  $\Omega$  – частота контура по  $e$ .

Для повышения астатизма в электроприводах обычно используют комбинированное управление. В этом случае на рис. 3 к сигналу  $\omega_3$  добавляется отдельно рассчитанная низкочастотная оценка  $K_{\omega}p\varphi_{\Pi}^*$  для скорости движения наблюдаемого объекта:  $p\varphi_d - p\varphi_{\Pi}^* \approx -pe = (2^{1/2}\Omega + \Omega^2/p)e$ .

Во втором случае сначала синтезируется регулятор для управления прецизионным объектом с помощью момента  $M$ :

$$M = A_M(p)e, \quad A_M(p) = a_d p + a_{\Pi} + a_{\Pi 1}/p + a_{\Pi 2}/p^2. \quad (27)$$

Здесь коэффициенты влияют:  $a_d$  – на степень демпфирования;  $a_n$  – на частоту;  $a_{n1}$  и  $a_{n2}$  – на точностные характеристики, повышая астатизм следящей системы (часто выбирают  $a_{n2} = 0$ ). Такой момент может быть сформирован с помощью внутренних контуров электродвигателя (рис. 3):

$$M = \frac{c_J / K_J}{1 + 2\tau p} W_{R\omega}(p) \{ \omega_3(e) - K_{\omega} \omega_d \}. \quad (28)$$

Из сравнения (27), (28), например, для П-регулятора ( $W_{R\omega} = K_{R\omega} = \text{const}$ ) легко найти (пренебрегая  $\tau \leq 0,01$  с):

$$a_d = K_{\omega} K_{R\omega} c_J / K_J, \quad \omega_3(e) = (K_{\omega} / a_d) (a_n + a_{n1}/p + a_{n2}/p^2) e = W_{Re} e.$$

### Обобщенные подходы к разработке алгоритмов интеллектуального управления

Для дорогостоящих сложных прецизионных объектов разработку интеллектуальных систем управления можно проводить в три этапа. Первый этап ориентирован на внутренние факторы наведения. Вся используемая информация считается определенной и достоверной. Для разных вариантных ситуаций разрабатывается база типовых алгоритмов управления, которые используются для оценки достижимой точности. Анализ алгоритмов связан с анализом конструкции прецизионного объекта. Этап решает две задачи: 1) повысить степень проработки конструкции; 2) сформировать базу возможных алгоритмов управления.

Следующие этапы ориентируются на внешние факторы. На втором этапе контура управления настраиваются на реальные объекты (физические стенды, испытательные образцы, объект). Определенность внешних условий уменьшается. База алгоритмов дополняется новыми направлениями теории управления, включая методы нечеткой логики [28] для целенаправленного выбора алгоритмов из ранее сформированной базы алгоритмов. Третий этап ориентирован на максимальную степень неопределенности ситуации. Ранее выбранные алгоритмы дополняются конкурирующими с ними адаптивными и обучающимися алгоритмами. Среди адаптивных алгоритмов можно, в том числе, рассмотреть алгоритмы с идентификацией объекта и алгоритмы адаптации по эталонным моделям. Обучающиеся алгоритмы могут получить развитие в классе нейросетевых структур [29]. Заметим, что для случаев чрезвычайных ситуаций в базу алгоритмов можно также ввести специальные робастные алгоритмы, направленные в первую очередь на сохранение работоспособности при худших условиях (высокой точности управления они обычно обеспечить не могут из-за своей «универсальной к возмущениям» грубости). Разработкой третьего этапа завершается настройка интеллектуальной системы управления на объект.

Перечисленные этапы разработки определяют уровни базы алгоритмов: 1) традиционные алгоритмы (для полной информации); 2) алгоритмы с нечеткой логикой (для недостаточной информации); 3) адаптивные, обучающиеся нейросетевые алгоритмы (в случае минимальной информации).

При настройке системы управления на реальные эксплуатационные условия выходные сигналы с реального объекта сравниваются с аналогичными сигналами из его имитационной компьютерной модели (при этом работа различных алгоритмов может проводиться в параллельных вычислениях). В итоге выбирается тот алгоритм, который обеспечивает наилучшую точность при заданном запасе устойчи-

вости. Дополнительно он может параметрически адаптироваться к прецизионному объекту. Заметим, что запас устойчивости в общем случае может изменяться в зависимости от внешних условий, контролируемых отдельными датчиками.

Рассмотрим более подробно первый уровень алгоритмов. Здесь при их синтезе выделяются две группы методов. Первая группа методов синтезирует алгоритмы предельно достижимой точности для заданного класса возмущений и при ограничениях на энергетические затраты. Как правило, на этом пути идентифицируются корреляционные функции возмущений и решается стандартная ЛКГ-задача поиска оптимального линейного управления. Такой подход позволяет оценить принципиальную достижимость требований по точности (потенциальную точность). Если получился запас по точности, желательно перейти ко второй группе методов. В них уступка по точностной оптимизации вознаграждается выигрышем по грубости, позволяя увеличить запасы устойчивости. На этом пути наиболее часто применяют инженерные методы синтеза алгоритмов. Можно также решать и оптимальные задачи управления, но с загрузлением информации по возмущениям и по объекту управления, а также со специально заданным функционалом оптимизации (по желательным переходным процессам).

Для упрощения разработки алгоритмов управления на начальном этапе их синтеза достаточно использовать непрерывные упрощенные модели объекта управления (ограниченные полосой частот своих контуров управления). Далее работоспособность синтезированных алгоритмов проверяется на более точных непрерывных или дискретных моделях объектов управления (с расширением полосы учитываемых частот, включая частоты резонансных колебаний сложной конструкции в полосе частот внешних и внутренних возмущений). На следующих этапах синтезированные алгоритмы «подстраиваются» под более точные модели объектов управления. Такая подстройка сначала проводится по параметрам регулятора, а затем, при необходимости, и по структуре обратной связи.

Отметим важность дополнительной системы контроля качества управления для сложных прецизионных объектов (помимо измерения ошибки управления). Она должна работать совместно с системой мониторинга внешних условий. На выходе система контроля может показывать усиление упругих деформаций и колебаний сложной конструкции на соответствующих частотах. Проявление таких частот может стать причиной для низкочастотного контура управления еще более понизить полосу обратной связи (выводя за ее пределы «проблемной» частоты), а для высокочастотного – включить дополнительные алгоритмы активного демпфирования. Сильно выраженный резонанс на определенной частоте может быть введен в модель объекта управления с последующими параметрической идентификацией модели и решением ЛКГ-задачи на наилучшее подавление проявившейся резонансной гармоник.

#### **Особенности синтеза обратной связи при двухканальном управлении сложными прецизионными объектами**

Выраженная микродеформируемость конструкции сложного прецизионного объекта заставляет по-новому взглянуть на постановку задач нахождения оптимальных регуляторов. На пути решения классической задачи синтеза регулятора по традиционному квадратичному функционалу (взвешенная сумма квадратов ошибки и мощности) для достижения высоких точностей управления при значительных внешних возмущениях требуется обратная связь с наличием высоких частот. Такие частоты низшей ступени управления (всем объектом в целом) на практике начинают конфликтовать с упругими деформациями конструкции и усложняют работу

следующих ступеней управления. По этой же причине должны быть исключены из рассмотрения всевозможные адаптирующиеся алгоритмы типа скользящих режимов (с переключениями). Очень осторожно следует подходить и к другим нелинейным алгоритмам управления, т. к. они могут порождать повышенные инерционные нагрузки на внутренние упругие конструктивные элементы. Для уменьшения инерционных нагрузок синтез обратной связи первой ступени наведения наиболее просто проводить, приближаясь к классу полиномиальных низкочастотных фильтров (например, Баттерворта и др.), ограничивающих частоты возбуждения колебаний.

Ограничение низкими частотами первой ступени управления предполагает ее ограниченные возможности по уменьшению ошибок слежения в условиях возмущений. В таких случаях увеличение точности наведения обеспечивают второй ступенью управления – дополнительным управлением малым прецизионным элементом внутри объекта [30, 31, 32]. Отслеживающей функцией для него является остаточная ошибка первой ступени.

С увеличением энергопотребления повышается не только точность первой ступени управления, но и частота. По мере ее перехода в полосу резонансных частот упругой конструкции ухудшатся условия для работы второй ступени управления. В таких случаях может быть поставлена задача поиска оптимального значения энергопотребления, минимизирующего итоговую ошибку управления. При этом основной задачей первой ступени управления становится создание «комфортных» условий для работы второй ступени управления. На этом пути следует ожидать динамического управления, соизмеримого со статическим, с небольшим коэффициентом запаса. Во втором канале управления минимизировать энергопотребление обычно нет смысла (оно на порядки меньше первой ступени).

#### **Заключение**

В наиболее общей постановке следует рассматривать задачу одновременного частотного синтеза упругой конструкции объекта и системы управления. Например, здесь сначала выбирается желаемый полином низкочастотного фильтра замкнутой системы управления из общих требований по слежению. Далее корректируется эскиз упругой конструкции объекта, чтобы разделить ее резонансные частоты с частотами активного контура управления. После этого проводится синтез регуляторов по выбранным полиномам, моделирование процесса многоканального управления, а также подстройка параметров и структуры регуляторов.

На практике точность слежения ухудшают, в первую очередь, сложные эксплуатационные факторы. Поэтому при моделировании их учет должен быть выполнен как можно корректнее. Важно также учитывать шумы измерительных устройств контуров управления.

Дополнительный потенциал повышения точности слежения связан с различными схемами исключения или уменьшения влияния возмущающих факторов вспомогательными средствами. Альтернативный путь оптимальной «настройки» управления на частотную специфику возмущений не столь перспективен (обычно ухудшает грубость замкнутой системы).

#### **Библиографические ссылки**

1. Никифоров В. О., Дроздов В. Н. Адаптивное управление мехатронным поворотным столом. Ч. 1. Анализ свойств объекта управления // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2002. – № 4. – С. 18–21.

2. Никифоров В. О., Дроздов В. Н. Адаптивное управление мехатронным поворотным столом. Ч. 2. Синтез и экспериментальное исследование системы управления // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2002. – № 5.
3. Следящие приводы / под ред. Б. К. Чемоданова. Т. 1 : Теория и проектирование следящих приводов. – М. : Изд-во МГТУ им Н. Э. Баумана, 1999.
4. Козьмиренко В. Ф., Лесков А. Г., Введенский В. А. Системы следящих приводов. – М. : Энергоатомиздат, 1993. – 304 с.
5. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 160 с.
6. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов : учебник для вузов. – М. : Машиностроение, 1990.
7. Попов А. Н. Состояние основ теории электропривода // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2005. – № 6. – С. 25–27.
8. Там же.
9. Шишаков К. В. Модель электропривода при наличии пульсаций выходных характеристик // Вестник ИжГТУ. – 2006. – № 2. – С. 42–48.
10. Никифоров В. О., Дроздов В. Н. Адаптивное управление мехатронным поворотным столом. Ч. 1. Анализ свойств объекта управления.
11. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов.
12. Абдуллаев Н. Д., Петров Ю. П. Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов. – Л. : Энергоатомиздат, 1985. – 240 с.
13. Там же.
14. Там же.
15. Там же.
16. Там же.
17. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник. В 5 т. Т. 1 : Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления / под ред. К. А. Пупкова, Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004.
18. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов.
19. Шишаков К. В. Модель электропривода при наличии пульсаций выходных характеристик.
20. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов.
21. Там же.
22. Там же.
23. Там же.
24. Попов А. Н. Динамические свойства системы подчиненного управления электроприводом с пропорциональным регулятором // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – № 2. – С. 32–36.
25. Михайлов О. П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов.
26. Там же.
27. Там же.
28. Прикладные нечеткие системы : пер. с япон. / К. Асаи, Д. Ватада, С. Иван [и др.] ; под ред. Т. Тарано, К. Асаи, М. Сучено. – М. : Мир, 1993.
29. Нейросетевые системы управления : учеб. пособие для вузов / В. А. Терехов, Д. В. Ефимов, И. Ю. Тюкин. – М. : Высш. шк., 2002. – 183 с.
30. Козьмиренко В. Ф., Лесков А. Г., Введенский В. А. Системы следящих приводов.
31. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами.
32. Осмоловский П. Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М. : Сов. радио, 1969.

\*\*\*

K. V. Shishakov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Izhevsk State Technical University

### Control of Complex Object Angular Motion

*A three feedback control system of electric drive with a resilient gear is investigated. The analysis of interference influence on the system parameters is presented.*

**Key words:** control, electric drive, complex precision object, angular motion, elastic linkage  
Получено: 15.11.11.

УДК 621.396.9

Prof. Ing. J. Šuriansky, CSc.

Dept. of Informatics and Automation Technology, Faculty of environmental and manufacturing technology, Technical university in Zvolen

Assoc. prof. Ing. P. Božek, CSc.

Department of Informatics and Automation  
Faculty of Material Science and Technology STU

### INERTIAL NAVIGATION SYSTEM IN ROBOTICS

*The paper deals with constructing the inertial navigation system (hereafter INS) which will be utilized for the calibration of a robotic workplace. The calibration is necessary for adapting the simulation of a production device model to real geometric conditions.*

**Key words:** inertial navigation system, micromechanical sensor, collision states, calibration, industrial robot

### Aims of the research

The aim of the research is to investigate and develop a new combined inertial navigation system based on electronic gyroscopes, magnetic and barometric sensors. The mentioned system will ensure the accuracy which is necessary for the calibration of robotic workplaces and thereby the necessities of utilizing the calibration agents will be limited. A big advantage of the INS is also its autonomy in comparison with methods used nowadays. This leads to the essential simplification of calibration and it even carries big possibilities with it in the field of control and measuring, for example, avoiding the accidental collisions of robots etc. To solve a problem of ensuring the required accuracy is a basic problem. The integration of more measuring devices (INS) is one of the possibilities. The integration of navigation information represents the topical issue of achieving greater accuracy of required navigation parameters. The crucial activity is focused on three basic fields:

- The first goal is to analyze accelerometer and gyroscopic sensors and their possibilities of utilization for inertial navigation. The simulation of the effect of sensors with different metrological parameters and their effect on the properties of the proposed combined navigation system.
- The second goal is to optimize a specialized processor system for processing the data from the defined sensors in connection with controlling items of an industrial robot.