

УДК 681.31 (076), 621.793 (075.8)

## К СИНТЕЗУ АДАПТИВНЫХ САУ МНОГОСВЯЗНЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ С МОДЕЛЮ ЭТАЛОНОМ И С БЕСПОИСКОВЫМ АЛГОРИТМОМ ИДЕНТИФИКАЦИИ

З. М. ХАСАНОВ<sup>1</sup>, О. З. ХАСАНОВ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>zimfirm@list.ru, <sup>2</sup>legnix@mail.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский государственный авиационный технический университет» (УГАТУ)

Поступила в редакцию 10.11.2017

**Аннотация.** Рассмотрены вопросы синтеза адаптивных систем автоматического управления с эталонной моделью и беспойсковым алгоритмом идентификации для многосвязных электроприводов технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий. Приведены цифровые алгоритмы адаптивного управления при выполнении разгона и торможения исполнительных механизмов электроприводов в условиях неполной априорной информации. Получены выражения для расчета траекторий движения электропривода с учетом специфики работы и технологических ограничений.

**Ключевые слова:** синтез адаптивной САУ; эталонная модель; беспойсковые алгоритмы идентификации; многосвязные вентильные электропривода постоянного тока.

### ВВЕДЕНИЕ

Технологическое оборудование электродугового плазменного напыления покрытий (ТО ЭПНП) оснащено значительным количеством различных типов нелинейных, многосвязных и многофункциональных систем автоматического управления (САУ) электромеханическими приводами. Известные подходы к проектированию многосвязных САУ для таких приводов не позволяют в полной мере обеспечивать требуемое качество функционирования ТО ЭПНП на всех режимах работы и при изменении внешней среды, так как не позволяют учитывать в полной мере динамику поведения многосвязных объектов управления в заданном множестве условий работы. На различных режимах работы динамика переходных процессов может существенно варьироваться как за счет изменения свойств взаимосвязанных подсистем многосвязных САУ, так и перекрестных связей между ними. Сложность заключается в упругости ме-

ханических связей и влиянии демпфирования, из-за которых возникают автоколебания в переходных процессах во время разгона и торможения.

Бурное развитие микроконтроллеров, повышение быстродействия и увеличение функциональных возможностей способствовало полному переходу от цифровых систем к микропроцессорным системам управления электроприводами (ЭП) и их интеграции с системами управления верхнего уровня, что позволяет практически без ограничений реализовывать цифровые быстродействующие адаптивные алгоритмы управления ТО ЭПНП.

Задачи синтеза современных адаптивных САУ в основном сводятся к определению и установке таких параметров адаптивных регуляторов, при которых критерии качества управления достигают экстремального значения. Поэтому весьма важной является оценка чувствительности адаптивных САУ к точности расчета и настройки, неизбежной в процессе эксплуатации, а также разработка таких структур адаптив-

ных САУ, при которых минимизируется влияние вариации параметров на эффективность разрабатываемых систем.

Двух и трехконтурные схемы адаптивных САУ электроприводами на постоянном токе включают в себя ряд существенных нелинейных устройств, основными из которых являются вентильный преобразователь, подсистема токоограничения, подсистема ограничения производной напряжения регулятора тока и бестродействующий электродвигатель постоянного тока. В области малых амплитуд напряжения приоритетное влияние на адаптивное управление оказывает нелинейность электродвигателя, в области средних – динамическое ограничение скорости регулятора тока и насыщение регулятора скорости, а в области больших амплитуд – зависимое токоограничение как вентильного преобразователя, так и электродвигателя постоянного тока.

Синтез адаптивных алгоритмов управления должен осуществляться с учетом ограничений на фазовые координаты всех подсистем, предельные динамические возможности приводов и технологические требования. Для исследуемых приводов ограничивают, как правило, максимальную скорость движения, ускорение, рывок и торможение каждого многосвязного привода.

В целях обеспечения этих ограничений алгоритмы адаптивного управления должны учитывать все возможные отклонения многосвязных электроприводов от заданных траекторий движения и обеспечивать заданные алгоритмы разгона и торможения за минимальное время с учетом принятых ограничений без перерегулирования по скорости и пути.

Определение быстродействующих алгоритмов адаптивного управления позиционными многосвязными электроприводами с учетом перечисленных требований и ограничений вызывает большие трудности при использовании математического аппарата вариационного исчисления, поэтому рационально пользоваться численными методами и методом динамического программирования [1].

### ВЛИЯНИЕ ВАРИАЦИИ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЕНИЯ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭП

При скачкообразном задании скорости разгон ЭП идет с максимально допустимым током. Рассмотрим для этого случая движение исполнительного механизма (ИМ) электропривода, динамика которого описывается системой дифференциальных уравнений вида

$$\begin{cases} d\omega_{\text{я}}/dt = (M_{\text{эл}} - M_{\text{с}})/J \\ d\theta_{\text{я}}/dt = \omega_{\text{я}} \end{cases}, \quad (1)$$

где  $\omega_{\text{я}}$  – механическая угловая частота вращения якоря, рад/с;  $J$  – момент инерции вращающихся масс ЭП (кг·м<sup>2</sup>);  $M_{\text{эл}}$  – электромагнитный момент (Н м);  $M_{\text{с}}$  – момент сопротивления на валу якоря (Н м);  $\theta_{\text{я}}$  – механический угол поворота якоря, измеряемый в геометрических радианах.

Выражение для электромагнитного момента согласно [2] может быть представлено в виде

$$M_{\text{с}}(t) = \left( \frac{U}{K\Phi} - \varepsilon(t)T_{\text{м}}e^{\frac{t}{T_{\text{м}}}} \right) \frac{(K\Phi)^2}{R_{\text{як}}}, \quad (2)$$

где  $M_{\text{с}}(t)$  – зависимость момента сопротивления на валу якоря от времени;  $U$  – напряжение на обмотке якоря при замкнутом ключе широтно-импульсного преобразователя (ШИП);  $\varepsilon(t)$  – зависимость ускорения от времени. По сигналам с датчика положения определяем закон изменения ускорения вала ЭП, а далее по выражению (2) вычисляем значение  $M_{\text{с}}$  при заданной скорости и ускорении.

Синтез адаптивных алгоритмов на основании метода динамического программирования и принципов «ведущего и ведомого», «перемены цели» предполагает применение численного решения дифференциальных уравнений методом Эйлера. В этом случае первая и вторая производные от скорости электроприводов  $\omega$ , соответственно ускорение и рывок, будут представлены в виде приращений скорости за интервал интегрирования  $\Delta t$ . При расчетах алгоритмов управления интервал интегрирования по-

стоянен, поэтому о величине ускорения и рывка можно судить по приращениям скорости электроприводов ТО ЭПП.

Пусть  $\Delta\omega_1^1$  и  $\Delta\omega_1^2$  приращения скорости за интервал интегрирования, обеспечивающие ограничение ускорения и рывка. Ограничение на рывок на первом интервале выбирается таким образом, чтобы ускорение достигло своего максимума за  $n$  шагов интегрирования

$$\Delta\omega_1^1 = n \cdot \Delta\omega_1^2. \quad (3)$$

При отработке любого перемещения исполнительных механизмов в многосвязных приводах стремимся к симметричному графику изменения их скорости, а алгоритмы управления разбиваем на участки разгона до заданной скорости  $\omega_{зад}$ , движение на этой скорости и торможение с заданной скоростью. Например, при разгоне каждого электропривода до заданной скорости  $\omega_{зад}$  за минимальное время с учетом перечисленных ограничений алгоритм работы каждой адаптивной САУ строится так, что на каждом этапе определяется требуемое приращение скорости

$$\Delta\omega = \omega_{зад} - \omega_k, \quad (4)$$

где  $\omega_k$  – скорость ЭП в конце предыдущего интервала интегрирования.

Модуль этого приращения  $|\Delta\omega|$  сравнивается с  $\Delta\omega_{сб}$ , которое численно равно изменению скорости за время сброса ускорения до нуля с учетом принятых ограничений и дискретности расчета.

Если  $|\Delta\omega| > \Delta\omega_{сб}$ , то осуществляется сравнение  $|\Delta\omega|$  с допустимым приращением скорости за интервал интегрирования и ограничение  $\Delta\omega$  на допустимом уровне. Если  $|\Delta\omega| < \Delta\omega_{сб}$ , то сравнивается  $|\Delta\omega|$  с  $\Delta\omega_1^1$  и ограничивается на уровне ускорения, сброс которого до нуля возможен за один интервал интегрирования.

На следующем этапе определяется требуемое приращение к приращению скорости  $\Delta(\Delta\omega)$  путем вычитания приращения скорости на предыдущем шаге из нового и в

случае превышения им значения  $\Delta\omega_i^2$  ограничивается на уровне допустимого рывка.

Новое приращение скорости и скорость для очередного шага интегрирования определяются соответственно из выражений

$$\Delta\omega_i = \Delta\omega_i^0 + \Delta(\Delta\omega_i), \quad (5)$$

$$\omega_i = \omega_i^0 + \Delta\omega_i, \quad (6)$$

где  $\Delta\omega_i^0$  – приращение скорости на предыдущем шаге интегрирования.

Путь проходимый исполнительным механизмом ЭП за первый шаг интегрирования при линейном нарастании скорости определяет уравнение

$$l_1 = \left( \omega_1^0 + \frac{\Delta\omega_1}{2} \right) \Delta t. \quad (7)$$

Ожидаемое время рывка или торможения  $t_d = v/a$  определяется для всех случаев, где есть ограничения на скорость и ускорение. Если задано полное время движения ИМ  $t_n$ , то вначале рассчитывается его скорость

$$v = a \cdot t_n - \sqrt{(a \cdot t_n)^2 - 4a \cdot l} / 2, \quad (8)$$

где  $l$  – длина всего участка движения ИМ. Длина участков разгона и торможения –  $l_d = a \cdot t_d^2 / 2$ , длина участка движения с постоянной скоростью –  $l_c = l - 2l_d$ , время движения с постоянной скоростью –  $t_c = l/v$ , полное время движения –  $t_n = t_c + 2t_d$ , время стоянки –  $t_{ст} = t_\Sigma - t$ .

Если позиционный ЭП с винтовым редуктором, то номинальная скорость вращения винта  $\omega_i$  определяется номинальной линейной скоростью  $v_i$ , которая должна отвечать условию  $v_i \geq v$ . Тогда требуемую скорость вала ЭП определяет  $\omega = v\omega_i/v_i$ , а мощность при этом должна отвечать условию  $P_i \geq k_3 P_c$ . Здесь  $k_3$  – коэффициент запаса по мощности. Выбираемый редуктор с винтом радиуса  $r_i$  должен развивать момент на валу  $M_i \geq k_3 M'_c$ , где  $M'_c = P_c r_i / v$  – стати-

ческий момент сопротивления. После выбора редуктора следует рассчитать его передаточное число  $i = \omega_i r_i / v_i$  и моменты сопротивления суппорта редуктора при разгоне  $M'_{д1} = M'_c + mar_i / \eta_p$  и при торможении  $M'_{д2} = M'_c - mar_i \eta_p$ .

Пусть скорость вращения выходного вала редуктора  $\omega_p = v/r$ , тогда требуемое передаточное число находим из соотношения  $i \leq \omega'_i / \omega_p$ , а требуемую мощность —  $P_i \geq M_i \omega_p$ . Если известна полная мощность механизма  $P_p$ , то  $P_i \geq P_p / \lambda_d$ . Здесь  $\lambda_d$  — перегрузочная способность двигателя, т.е. параметры редуктора могут быть определены, если статическая мощность удовлетворяет соотношению  $P_i \geq k_3 P_c$  или момент  $M_i \geq k_3 M'_c$ , где  $M'_c = P_c / \omega_p$ . При значениях  $\omega < \omega_i$  редуктор не развивает номинальной мощности.

#### СИНТЕЗ АДАПТИВНОЙ САУ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ В РАМКАХ ИДЕНТИФИКАЦИОННОГО ПОДХОДА

Характер воздействия шумов на процесс управления и измерения носит случайный характер, что определяет использование стохастических методов в алгоритмах как управления, так и идентификации. Среди стохастических методов адаптивного управления и идентификации можно выделить метод максимума апостериорной вероятности, метод максимума правдоподобия, метод наименьших квадратов, методы стохастической аппроксимации, корреляционные методы. Все эти методы позволяют идентифицировать параметры линейных и нелинейных динамических систем с широким спектром электромагнитных шумов.

При использовании данных методов возникает ряд практических задач. Например, когда аналоговый сигнал переводится в цифровую форму, то необходима оценка допустимого шума дискретизации процессов (увеличение шага приводит к уменьшению объема вычислений в САУ с потерей точности идентификации). То есть остаются нерешенными вопросы оценки влияния по-

грешностей в записях на точность идентификации.

Пусть все параметры адаптивной системы управления известны, а необходимые для реализации алгоритмов управления параметры состояния наблюдаемы. Однако действие динамической и статической нагрузки ИМ нарушает пропорциональность между током в цепи ЭП и ускорением. Кроме того, в нижней части диапазона скоростей вращения ЭП существенное влияние на точность измерения скорости оказывают шумы измерения, обусловленные квантованием сигнала датчиков перемещения [3]. Указанные обстоятельства являются основным препятствием повышения точности реальных адаптивных алгоритмов управления и реализации высокоточных быстродействующих цифровых регуляторов для адаптивных САУ.

Особый интерес представляет идентификация недоступных для контроля компонент вектора состояния ЭП. Задача синтеза алгоритма идентификации здесь сводится к оцениванию текущих значений скорости, ускорения и момента нагрузки ЭП по результатам измерения тока в электрической цепи, полученной в виде первой разности кода положения.

Идентификация состояния ЭП в реальном масштабе времени и последующее использование вектора оценок для формирования управляющего воздействия предъявляют высокие требования к быстродействию алгоритмов оценивания. Что касается задачи идентификации параметров ЭП, то ее решение основано, как правило, на гипотезе «квазистационарности» [4], когда изменение параметров ЭП происходит много медленнее, чем изменение переменных состояния регулятора. Тогда, влиянием высокочастотных электромагнитных шумов можно пренебречь и задачу идентификации состояния ЭП можно решать известными методами. Влияние параметров ЭП может быть существенно снижено, если придать цифровому регулятору свойства грубости или понижения чувствительности относительно этих параметров. При этом в ряде случаев нет необходимости в изменении коэффициентов регуляторов.

В качестве критерия идентификатора состояния (ИС) примем время переходного процесса. Оценим скорость ЭП при ограничении вариации оценки скорости

$$\sigma_{\hat{\omega}} = \left| \frac{\omega - \hat{\omega}}{\omega} \right| \cdot 100\% \leq 0,5\%, \quad (9)$$

где  $\omega$  – фактическое значение скорости ЭП;  $\hat{\omega}$  – оценка скорости в установившемся режиме. Ограничение  $\sigma_{\hat{\omega}} \leq 0,5\%$  соответствует требованиям к пульсациям тахогенератора при скорости ЭП менее 0,02 рад/с [5].

Оценки должны удовлетворять минимуму смещения. Согласно этому принципу, алгоритм идентификации состояния параметров ЭП выбирается, чтобы выполнялось условие

$$\lim_{t \rightarrow \tau_{\text{и}}} [X_i(t) - \hat{X}_i(t)] \leq \varepsilon, \quad (10)$$

где  $\hat{X}_i(t)$ ,  $X_i(t)$  – компоненты соответственно вектора оценок и вектора состояния;  $\tau_{\text{и}}$  – интервал идентификации;  $\varepsilon$  – смещение.

На этапе технической реализации алгоритмов немаловажное значение имеет критерий сложности, определяемый, количеством вычислительных операций. Необходимо отметить, что случай дискретного времени в задаче идентификации оказывается с математической точки зрения более простым, а описание системы в непрерывном времени отличается физической наглядностью. Поэтому выбор непрерывного или дискретного времени будет определяться каждым конкретным случаем.

Задача синтеза беспоисковых алгоритмов идентификации в пространстве состояний описывается уравнением

$$\frac{dX}{dt} = f[X(t), U(t), J(t), S_1(t), t], \quad (11)$$

где функция  $f(\circ)$  известна с точностью до вектора параметров  $J(t)$ ;  $S(t)$  – функция с известной статистической характеристикой. Условия наблюдения

$$Y(t) = h[X(t), U(t), J(t), S_2(t), t], \quad (12)$$

здесь  $h(\circ)$  – известная функция указанных аргументов.

Пусть уравнение объекта идентификации имеет вид

$$\begin{cases} \frac{d\vec{X}(t)}{dt} = A(X, U, S_1, t) \cdot \vec{X}(t) + \\ \quad + B(X, S_1, t) \cdot \vec{U}(X, t) + \\ \quad + D_1(X, U, t) \cdot \vec{S}_1(X, t), \\ \vec{Y}(X, t) = F(X, S_2, t) \cdot \vec{X}(Y, t) + \\ \quad + D_2(X, t) \cdot \vec{S}_2(Y, t), \\ X(0) = \text{const}, U(X, 0) = \text{const}, \\ S_1(X, 0) = \text{const}, Y(X, 0) = \text{const}, \\ S_2(X, 0) = \text{const}, \end{cases} \quad (13)$$

где  $\vec{X}(t)$  –  $n$ -мерный вектор координат состояния ЭП;  $\vec{U}(X, t)$  –  $q$ -мерный вектор управления;  $\vec{S}_1(X, t)$  –  $k_1$ -мерный вектор шумов;  $\vec{S}_2(X, J, t)$  –  $k_2$ -мерный вектор шумов;  $A(X, U, S_1, t)$  –  $n \times n$ -мерная матрица;  $B(X, S_1, t)$  –  $n \times q$ -мерная матрица управления;  $D_1(X, S_1, J_1, t)$  –  $k_1 \times k_1$ -мерная функциональная матрица. Матрица  $F(X, S_2, t)$  размером  $p \times n$  ( $p \leq n$ ) устанавливает связь между полным вектором состояния  $\vec{X}(t)$  и  $p$ -мерным вектором наблюдения  $\vec{Y}(X, t)$ .  $D_2(X, Z, J, t)$  –  $k_2 \times k_2$ -мерная функциональная матрица.

Для дискретного времени уравнение идентификации состояния ЭП имеет вид

$$\vec{X}(n+1) = A\vec{X}(n) + B\vec{U}(n) + D_1\vec{S}_1(n), \quad (14)$$

где матрицы  $A$ ,  $B$ ,  $D_1$  и вектора  $\vec{X}$ ,  $\vec{U}$ ,  $\vec{S}_1$  имеют тот же смысл, что и в (13). Однако уравнения (14) и (13) не совпадают как по размерности, так и по составу компонент матриц и векторов. Дело в том, что задача идентификации состояния ЭП может быть расширена переводом компонент вектора возмущений в компоненты вектора состояния (при аддитивных возмущениях), компонент вектора состояний – в компоненты вектора управляющего воздействия (редукция идентификатора состояния) [6].

Аналогичное уравнение для устройств наблюдения имеет вид

$$\bar{Y}(n) = F \bar{X}(n) + D_2 \bar{S}_2(n), \quad (15)$$

здесь матрицы  $F$ ,  $D_2$  и вектора  $\bar{X}$ ,  $\bar{S}_2$  имеют тот же смысл, что и в (13).

На основании уравнений (14), (15) структура идентификатора состояния определяется следующими векторно-матричными уравнениями:

$$\bar{X}(n+1) = A(n) \bar{X}(n) + B(n) \bar{U}(n) + D_1(n) \bar{S}_1(n), \quad (16)$$

$$\bar{Y}(n+1) = F(n) \bar{X}(n+1) + D_2(n) \bar{S}_2(n), \quad (17)$$

где  $\bar{X}(n+1)$  – экстраполированное на такт вперед значение вектора оценок;  $\bar{X}(n) = \hat{X}(n) + K(n)\bar{Y}(n) - K(n)\hat{X}(n)$  – вектор оценок;  $K(n)$  – матрица усиления. Матрица усиления  $K(n)$  является единственным свободным параметром в уравнениях (16), (17) и характеризует динамику идентификатора состояния, а также особенности структуры идентификации.

Детерминированный подход. Выбираем  $K(n) = \text{const}$ , чтобы ИС был асимптотически устойчивым, а время идентификации  $\tau_{\text{и}}$  – минимальным при заданном компромиссе между быстродействием и чувствительностью к шуму.

Схема управления ЭП с двигателем постоянного тока независимого возбуждения и идентификатором состояния приведена на рис. 1.

Временем запаздывания  $\tau_3$ , обусловленным амплитудным квантованием, можно пренебречь, если  $\tau_3 < T_0$ . Применяя метод численного интегрирования Эйлера, полу-

чим разностные уравнения модели управления ЭП с идентификатором состояния:

$$X_1^*(n+1) = \hat{X}_1^*(n) + T_0 \hat{X}_2^*(n), \quad (18)$$

$$\hat{X}_2^*(n+1) = \frac{\hat{X}_3^*(n) + C_m U(n) + f S_1(n)}{J_\Sigma}, \quad (19)$$

$$\hat{X}_3^*(n+1) = \hat{X}_3^*(n). \quad (20)$$

Эти же уравнения в векторно-матричной форме примут вид

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1^*(n+1) \\ \hat{X}_2^*(n+1) \\ \hat{X}_3^*(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/J_\Sigma \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{X}_1^*(n) \\ \hat{X}_2^*(n) \\ \hat{X}_3^*(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ C_m/J_\Sigma \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U(n) + \begin{bmatrix} 0 \\ f/J_\Sigma \\ 0 \end{bmatrix} \cdot S_1(n). \quad (21)$$

Тогда

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/J_\Sigma \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ C_m \\ J_\Sigma \\ 0 \end{bmatrix}, D_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ f \\ J_\Sigma \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Подставив собственные значения матриц  $\|A\|$ ,  $\|B\|$  и  $\|D_1\|$  в уравнения (16) и (17), получим структуру ИС, приведенную на рис. 2.

Используя принципы суперпозиции, оценим влияние сигнала управления  $U(n)$  и возмущений типа «белого шума»  $S_1(n)$  на изменение координаты  $\hat{X}(n)$ . На первом этапе примем  $U(n) = 0$ ,  $S_1(n) = 0$ , тогда вариация оценки скорости  $\sigma_{\hat{\omega}}$  зави-

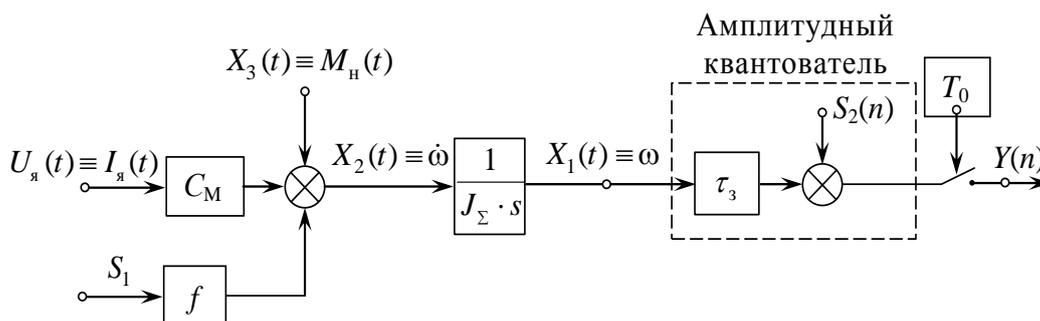


Рис. 1. Схема управления ЭП с идентификатором состояния

сит только от интенсивности измерительного шума  $S_2(n)$ . Для детерминированного случая в качестве характеристики интенсивности типа «белый шум» примем абсолютное значение  $S_2(n)$ .

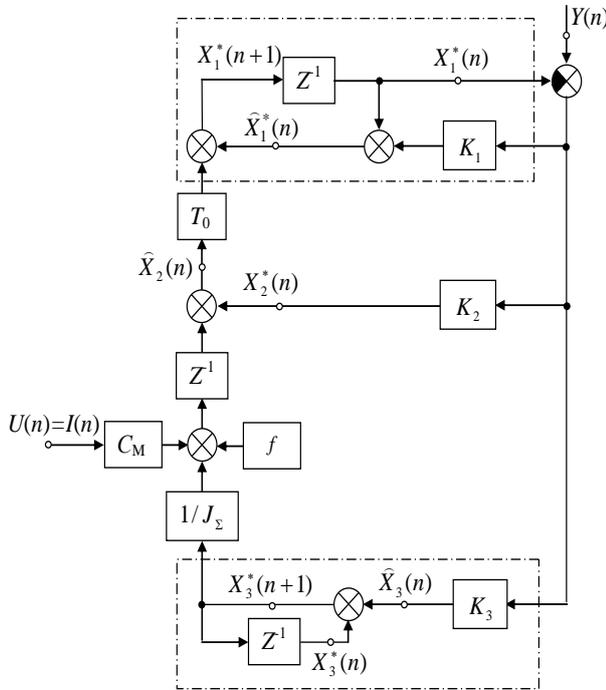


Рис. 2. Структурная схема идентификатора состояния ЭП

Пусть измерительный шум связан только с процессом амплитудного квантования. Дискретность амплитудного квантования  $\Delta\omega$  постоянна и  $S_2(n) = \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega$  находится из соотношения

$$\Delta\omega = \pm \frac{\Delta N}{T_0}, \quad (23)$$

здесь  $\Delta N$  – дискретность измерения преобразователя углового положения,  $T_0$  – период квантования по времени. Для определения  $\sigma\hat{\omega}$  с учетом допущений относительно последовательностей  $U(n)$ ,  $S_1(n)$  и  $S_2(n)$  достаточно рассмотреть ИС положения ЭП первого порядка.

На интервале  $T_0$  величина  $\Delta\omega$  изменяется в соответствии с выражением  $\Delta\hat{\omega} = \Delta\omega K_C$ , где  $K_C$  – контурный коэффициент канала идентификации скорости. Принимая  $\Delta N = 6 \cdot 10^{-4}$  рад,  $T_0 = 0,003$ с, по-

лучим  $\Delta\omega = 0,1$  рад/с. Отсюда следует соотношение  $K_C = K_1$ .

Идентификатор состояния ЭП можно представить дискретной моделью аperiодического звена первого порядка с частотными свойствами  $T_C \approx 1/K_C$  и временем оценивания –  $\tau_{ин} \approx 3T_C$ . Тогда, учитывая ограничение (10), минимально допустимое значение времени оценивания вычислим по формуле

$$\tau_{мин} = \frac{3T_0\Delta\omega}{0,05\omega}. \quad (24)$$

Минимальное значение скорости для ЭП такого типа составляет  $\omega_{мин} = 0,3$  рад/с, следовательно,  $\tau_{мин} = 0,06$  с. Такое быстродействие соизмеримо с быстродействием скоростного канала управления ЭП. По существующим рекомендациям идентификатор состояния ЭП должен иметь 3–4-кратный запас по полосе пропускания частоты регулятора ЭП [7].

Представление ошибок измерения, вибраций элементов станка как случайных шумовых процессов, позволяет воспользоваться методами стохастического оценивания (задача фильтрации). Для линейных систем основным результатом стохастического подхода к решению задачи идентификации состояния является нестационарная оптимальная фильтрация Калмана–Бьюси [8].

В этом случае последовательность значений матрицы усиления фильтра находится по рекуррентным соотношениям:

$$H(n+1) = A \cdot P(n) \cdot A^T + Q(n), \quad (25)$$

$$K(n) = \frac{H(n) \cdot F^T}{F \cdot H(n) \cdot F^T + R(n)}, \quad (26)$$

$$P(n) = H(n) - K(n) \cdot F \cdot H(n), \quad (27)$$

где  $H(n)$ ,  $P(n)$ ,  $Q(n)$ ,  $R(n)$  – соответственно ковариационные матрицы ошибок экстраполяции, ошибок оценивания, вектора возмущений, ошибок контроля.

Если начальное состояние, ошибка контроля и вектор возмущений взаимно некоррелированы, то электромагнитные помехи можем определить, как «белый шум». Последнее условие не всегда выполняется, по-

этому синтез фильтров для помех широкого спектра представляет чрезвычайно трудоемкую задачу даже для подсистем САУ технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий.

Пусть  $R(n)$ ,  $Q(n)$  – диагональные матрицы, элементы главной диагонали которых совпадают с дисперсиями соответствующих компонент векторов  $F$ ,  $S_1$  и  $S_2$ . Дисперсия погрешности идентификации для числового значения  $\omega_{\max} = 0,8$  рад/с может быть вычислена по формуле

$$\sigma^2 \omega_{\max} = 0,25 \Delta N / T_0 = 0,05. \quad (28)$$

Изменение текущей скорости электропривода внутри интервала, равного цене одной шкалы дискретности  $\Delta\omega$  преобразователя углового положения вала, сопровождается изменением дисперсии от  $\sigma^2 \omega_{\max}$  до 0. Но, так как величина  $\sigma^2 \omega$  не зависит от времени, будем считать матрицу  $R(n)$  стационарной, а значение  $\sigma^2 \omega$  примем постоянным, равным величине  $\sigma^2 \omega_{\max}$ .

Если в цифровом регуляторе ЭП используется фильтр первого порядка, то перестраиваемые параметры фильтра находятся из следующих уравнений:

$$H(n+1) = P(n), \quad (29)$$

$$K(n) = H(n) / H(n) + R(n), \quad (30)$$

$$P(n) = H(n) - K(n) \cdot H(n). \quad (31)$$

Допустим, что максимальная ошибка оценивания скорости в начальный момент времени  $n = 0$ ,  $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega_{\max} = \omega_{\min}$ , тогда  $P(n) = 0,09$ . На рис. 3 показан график последовательности коэффициентов усиления фильтра Калмана–Бьюси с этими параметрами.

В уравнениях (29)–(31) отсутствуют текущие значения оценок  $\tilde{X}(n)$  и результаты контроля параметров  $\tilde{Y}(n)$ , поэтому последовательность значений  $K(n)$  рассчитывается предварительно. Априорная неопределенность о вероятностных характеристиках возмущающих воздействий, куда входят характеристики изменения момента нагрузки,

приводит к потере оптимальности ранее вычисленной последовательности коэффициентов фильтра, а в ряде случаев – к несостоятельности генерируемых идентификатором состояния оценок.

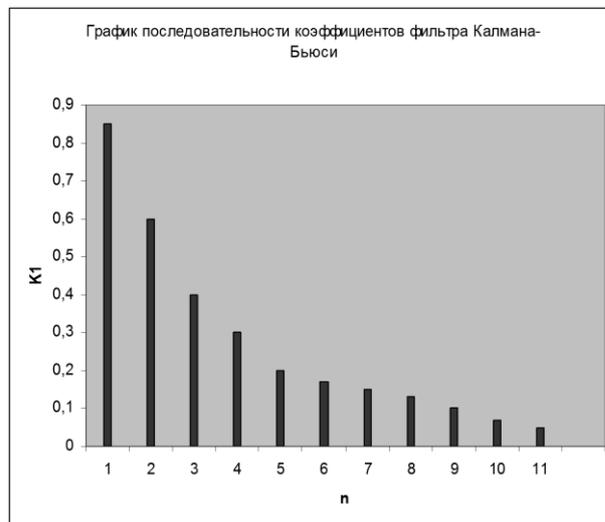


Рис. 3. К расчету коэффициентов фильтра Калмана–Бьюси

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Априорно доступной можно считать информацию о математическом ожидании и дисперсии нагрузки ЭП. Но такая информация характеризует процесс работы ЭП на достаточно больших интервалах времени, измеряемых несколькими секундами или даже минутами. Следовательно, решение задачи оценивания с последующим использованием оценок в формировании алгоритма управления практического интереса не представляет. Указанная причина является основным препятствием в реализации других методов стохастического оценивания: метода Байесовского оценивания, метода максимума правдоподобия [9], эффективность которых, в смысле минимума времени оценивания, существенно снижается, если только объем априорных данных ограничен знанием дисперсии измерительных шумов.

Для частичного преодоления этих трудностей необходимо:

- определить характеристики всех возмущающих воздействий, исходя из наилучшего случая. По сути, этот подход и был использован в работе [7] при анализе стационарного линейного идентификатора состояния электропривода;

- максимизировать заданный критерий качества на основе игрового подхода к возмущающим воздействиям;

- определить высокоточными методами адаптации и самонастройки возмущающие воздействия. Существующие методы синтеза адаптивных алгоритмов идентификации используются в основном для линейных систем с параметрическими возмущениями.

Алгоритмы линейной нестационарной фильтрации Кальмана–Бьюси по сравнению со стационарными фильтрами обладают повышенным быстродействием, но требуют при синтезе априорных данных о вероятностных характеристиках процессов изменения параметров нагрузки ЭП. Однако, такие априорно доступные характеристики процесса, как математическое ожидание и дисперсия, практически не несут полезной для оценивания информации о характере изменения параметров нагрузки ЭП.

Таким образом, по модели (13)–(22) осуществляется на основе фильтрации измерений с помощью фильтра Кальмана идентификация и прогноз значений параметров состояния электропривода (решение обратной задачи диагностики параметров состояния) с учетом управляющих воздействий адаптивной САУ. В режиме имитационно-вычислительного эксперимента исследуются (на устойчивость попарно) фазовые портреты подсистем модели (13)–(22). При этом, изменяя в модели (13)–(22) значения параметров управляющих воздействий, можно рассчитать для заданного алгоритма адаптивной САУ, как изменяются значения параметров состояния исполнительного механизма электропривода или функциональных подсистем адаптивной системы автоматического управления.

Реализация предложенных адаптивных алгоритмов управления многосвязными электроприводами позволяет создавать более совершенное технологическое оборудование, способное не только быстро переоборудовываться с одних технологических операций на другие, но и адаптироваться к неопределенным и изменяющимся условиям гибкого автоматического производства.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Хасанов З. М., Гузаиров Р. М.** К проектированию широкодиапазонного электропривода для технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий // Вестник УГАТУ. 2013. Т. 17, № 1 (54). С. 128–134. [Z. M. Khasanov and R. M. Guzairov, "To design of a wide-range electric drive for technological equipment of electric arc plasma coating application", (in Russian), in *Vestnik UGATU*, vol. 17, no. 1 (54), pp. 128-134, 2013. ]
2. **Хасанов З. М., Гузаиров Р. М.** К задаче синтеза систем электроприводов технологического оборудования электродугового плазменного нанесения покрытий // Вестник УГАТУ. 2013. Т. 17, № 1 (54). С. 146–149. [Z. M. Khasanov and R. M. Guzairov, "To the problem of synthesis of electric drive systems for technological equipment for electric arc plasma coating application", (in Russian), in *Vestnik UGATU*, vol. 17, no. 1 (54), pp. 146-149, 2013. ]
3. **Хасанов З. М., Хасанов О. З., Гузаиров Р. М.** Математическая модель движения многосвязных систем электроприводов для технологических процессов электродугового плазменного напыления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2015. Т. 16, № 2. С. 116–122. [Z. M. Khasanov, O.Z. Khasanov and R. M. Guzairov, "Mathematical model of motion of multiply connected systems of electric drives for technological processes of electric arc plasma spraying", (in Russian), in *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, vol. 16, no. 2, pp. 116-122, 2015. ]
4. **Khasanov Z. M., Khasanova N. V.** Mathematical model and design of adaptive control system of multivariable electric drives for technological plasma arc spraying process equipment // Proc. of the Workshop on Computer Science and Information Technologies CSIT'2014, (Sheffield, England, September 17-22, 2014). Ufa: UGATU, 2014. Vol. 2. P. 209-211. [Z. M. Khasanov and N. V. Khasanova, "Mathematical model and design of adaptive control system of multivariable electric drives for technological plasma arc spraying process equipment" in *Proc. of the Workshop on Computer Science and Information Technologies (CSIT'2014)*, vol. 2, pp. 209-211, 2014]
5. **Путов В. В.** Развитие беспойсковых адаптивных методов и их приложения к задачам управления сложными механическими системами // Авиакосмическое приборостроение. 2003. № 6. С. 31–41. [V. V. Putov, "Development of searchless adaptive methods and their applications to the problems of managing complex mechanical systems", (in Russian), in *Aerospace Instrumentation*, no. 6, pp. 31-41, 2003. ]
6. **Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. А.** Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука. 2000. 549 с. [I. V. Miroshkin, V. O. Nikiforov and A. A. Fradkov, *Nonlinear and adaptive control of complex dynamic systems*, (in Russian). Spb.: Nauka, 2000. ]
7. **Якимович Б. А., Хасанов З. М., Хасанов О. З.** Позиционно-адаптивное управление многосвязными электроприводами технологического оборудования электродугового плазменного напыления // Вестник ИжГТУ, 2014. № 4, С. 41–45. [B. A. Yakimovich, Z. M. Khasanov and O. Z. Khasanov, "Position-adaptive control of multiply connected electric drives of technological equipment of electric arc plasma spraying," (in Russian), in *Vestnik IZHGTU*, no. 4, pp. 41-45, 2014. ]
8. **Браммер К., Зиффлинг Г.** Фильтр Калмана–Бьюси М.: Наука, 1982. 200 с. [K. Brammer and G. Ziffing, *Kalman-Buschy filter*, (in Russian). M.: Nauka, 1982. ]

9. **Ким Д. П.** Теория автоматического управления: Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. М.: Физматлит, 2007. Т. 2. 433 с. [D. P. Kim, *Theory of automatic control: Multidimensional, nonlinear, optimal and adaptive systems*, (in Russian). М.: Fizmatlit, vol. 2, 2007. ]

#### ОБ АВТОРАХ

**ХАСАНОВ Олег Зимфирович**, асп. каф. АТП. Дипл. математик – системный программист (УГАТУ, 2006). Готовит дис. по адаптивным многосвязным системам управления нелинейными взаимосвязанными электроприводами технологического оборудования

**ХАСАНОВ Зимфир Махматович**, проф. каф. электромеханики. Дипл. инженер по промышленной электронике (НЭТИ, 1984). Д-р техн. наук (УГАТУ, 2009). Иссл. в обл. адаптивного и оптимального управления сложными технологическими объектами.

#### METADATA

**Title:** To the synthesis of adaptive systems for automatic control of multiply connected electric drives with a reference model and with searchless algorithm of identification.

**Authors:** Z. M. Khasanov<sup>1</sup>, O. Z. Khasanov<sup>2</sup>

**Affiliation:**

Ufa State Aviation Technical University (UGATU), Russia.

**Email:** <sup>1</sup>zimfirm@list.ru, <sup>2</sup>legnix@mail.ru

**Language:** Russian.

**Source:** Vestnik UGATU (scientific journal of Ufa State Aviation Technical University), vol. 21, no. 4 (78), pp. 163-172, 2017. ISSN 2225-2789 (Online), ISSN 1992-6502 (Print).

**Abstract:** The problems of synthesis of adaptive automatic control systems with a reference model and searchless algorithm of identification for multiply connected electric drives of technological equipment are considered. The possibilities of application of adaptive control algorithms for acceleration and braking of actuating mechanisms of electric drives under conditions of incomplete a priori information are given. Expressions for calculation of electric drive trajectories taking into account the specifics of work and technological limitations are received.

**Key words:** Synthesis of adaptive automatic control system; reference model; searchless algorithms for identification; multiply connected DC electric drives.

**About authors:**

**KHASANOV, Oleg Zimfirovich**, Postgrad. (PhD) Student, Dept. of Automation of Technological Processes - Ufa. Master of Mathematics & Computer Science (USATU, 2009).

**KHASANOV, Zimfir Makhmutovich**, Prof., Dept. of Electromechanics. Dipl. Industrial Electronics Engineer (Novosibirsk Electrotechnical Institute., 1984). Dr. of Tech. Sci. (USATU, 2009).