УДК 621.310

А. Г. Лютов, кандидат технических наук, доцент
Уфимский государственный авиационный технический университет

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СЛОЖНЫМИ МЕХАТРОННЫМИ ОБЪЕКТАМИ В УСЛОВИЯХ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Предложен подход к оптимизации систем управления сложными мехатронными объектами, обеспечивающий робастную устойчивость и качество управления, минимизацию разброса свойств синтезируемой системы, а также физическую реализуемость регуляторов координатного управления в условиях структурно-параметрической неопределенности.

Введение

Управление сложными мехатронными объектами происходит, как правило, в условиях неопределенности, обусловленной реальными свойствами управляемых объектов. Примером подобных объектов являются многочисленные технологические процессы и аппараты, робототехнические системы, управление которыми обычно является многоканальным и многоуровневым. Применительно к нижним уровням управления такими объектами это выражается в неопределенности их динамических свойств, в частности параметров описывающих их динамических операторов. При этом многие мехатронные объекты могут быть охарактеризованы моделями, содержащими параметры с неопределенными значениями из заданных интервалов. В этом случае при синтезе систем управления будут известны лишь границы интервалов возможного нахождения коэффициентов динамического оператора объекта. Подобная неопределенность свойств объектов получила название интервальной параметрической неопределенности, а системы управления – интервальных систем [1]. Основные проблемы анализа и синтеза систем интервальных систем связаны с обеспечением робастной устойчивости и робастного качества, подразумевающих, что указанные свойства должны иметь место для всех допустимых сочетаний неопределенных параметров из соответствующих интервалов.

Одним из традиционных подходов к построению систем управления подобными объектами является использование различных методов адаптации, т. е. реализация их в классе нелинейных нестационарных систем. Однако использование алгоритмов адаптации для компенсации изменения свойств объекта в процессе функционирования с целью стабилизации или оптимизации качества процессов управления приводит к существенному усложнению системы управления, трудностям при ее технической реализации и последующей эксплуатации.

В связи с этим одним из эффективных подходов к построению систем управления такими объектами является реализация их в классе систем с неперестраиваемыми регуляторами, обеспечивающими стабилизацию или оптимизацию (в смысле выбранного функционала) качества процессов управления в системе в условиях структурно-параметрических возмущений объекта управления. Несмотря на наличие на сегодняшний день таких развитых подходов, например на основе H_∞-теории управления [2], разработка новых методов синтеза и оптимизации систем управления в условиях интервальной параметрической, а также структурно-параметрической неопределенности по-прежнему является актуальной проблемой. Одним из перспективных направлений решения данной проблемы является модификация традиционных методов синтеза обычных (не интервальных) систем управления применительно к системам с интервальной параметрической неопределенностью [3]. В пользу этого можно отнести сохранение традиционной (как правило, достаточно простой и хорошо изученной) процедуры синтеза, включающей набор типовых постановок задач синтеза при расширении класса рассматриваемых объектов (они включают в себя как обычные объекты, так и объекты с интервальной параметрической неопределенностью). Применение данного подхода позволяет максимально использовать априорную информацию об объекте на этапе синтеза системы, уменьшить исходную неопределенность задачи управления, а также обоснованно выбирать области рационального использования обычного и адаптивного управления.

Постановка задачи оптимизации в условиях интервальной параметрической неопределенности

Пусть k-я локальная система управления сложным мехатронным объектом задана структурной схемой, изображенной на рис. 1.

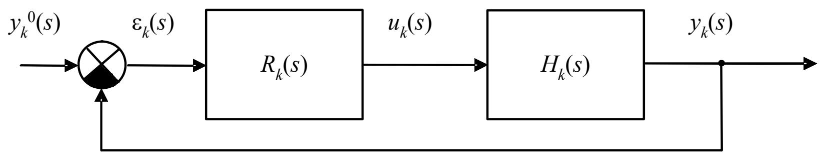

Рис. 1. Структурная схема системы управления

Здесь $y_k^0(s)$, $\varepsilon_k(s)$, $u_k(s)$, $y_k(s)$ − изображения по Лапласу, соответственно, задающего воздействия, ошибки управления, управляющего воздействия и управляемой координаты; $R_k(s)$ и $H_k(s)$ − передаточные функции регулятора и объекта управления (в дальнейшем индекс k с целью упрощения изложения будет опущен).

Передаточная функция объекта управления имеет интервальную параметрическую неопределенность:

$$H(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m} a_i s^i}{\sum_{j=0}^{n} b_j s^j}, \ m \le n, \tag{1}$$

$$a_i \in [\underline{a_i}, \overline{a_i}], \ b_i \in [\underline{b_j}, \overline{b_j}]. \tag{2}$$

Требуется определить физически реализуемую передаточную функцию $R(s)$ оптимального в смысле выбранного критерия качества регулятора, обеспечивающего робастную устойчивость и определенный уровень качества управления (не хуже некоторого определенного значения критерия оптимальности).

В качестве критерия оптимальности примем квадратичный функционал

$$I = \int_0^\infty \left[\gamma(p)\varepsilon(t) \right]^2 dt + c\int_0^\infty \left[\dot{u}(t) \right]^2 dt \,, \tag{3}$$

где

$$\gamma(p) = \sum_{k=0}^{\mu} \gamma_k p^k \tag{4}$$

есть весовой полином, задающий желаемое поведение выходной координаты системы; c − весовой коэффициент, определяющий степень учета ограничения функционала. Таким образом, выражение (3) состоит из двух слагаемых: первое слагаемое представляет собой улучшенную интегральную квадратичную оценку качества управления; второе – характеризует энергетические возможности исполнительных механизмов системы и выступает в качестве ограничивающего фактора при оптимизации.

Предполагается, что передаточная функция $H(s)$ является устойчивой и минимально-фазовой при всех возможных сочетаниях значений коэффициентов полиномов ее числителя и знаменателя из интервалов (2). Кроме этого предполагается, что все корни полинома $\gamma(p)$ находятся в левой полуплоскости.

Решение задачи оптимизации в условиях интервальной неопределенности

Задачу синтеза системы в условиях интервальной параметрической неопределенности предлагается решать в четыре этапа.

На первом этапе определяются базовые передаточные функции объекта управления $\underline{H}(s)$ и $\overline{H}(s)$, доставляющие, соответственно, минимум и максимум значению $I_{\min}$ функционала качества (3).

На втором этапе синтеза определяется компенсационная часть регулятора $R(s)$ исходя из минимума специально сформированного функционала, характеризующего разброс динамических свойств замкнутой системы и являющегося мерой компенсации динамических свойств объекта в условиях интервальной параметрической неопределенности.

На третьем этапе синтеза производится выбор такого полинома весовых коэффициентов $\gamma(p)$, при котором обеспечивается устойчивость оптимальной системы при всех возможных сочетаниях значений коэффициентов полиномов числителя и знаменателя $H(s)$ из интервалов (2).

На четвертом этапе синтеза процедура оптимизации предусматривает предварительное аналитическое выделение параметрического множества оптимальных передаточных функций $\Phi^*(s)$ системы и последующую ее численную оптимизацию в пространстве варьируемых параметров.

Значение $I_{\min}$ функционала качества (3) при этом определяется следующим образом. Выражение для (3) в частотной области имеет вид

$$I = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \left| \Gamma(j\omega) E(j\omega) \right|^2 d\omega + c\int_0^\infty \left| j\omega U(j\omega) \right|^2 d\omega \,. \tag{5}$$

Здесь $\left|\Gamma(j\omega)E(j\omega)\right|^2$, $\left|j\omega U(j\omega)\right|^2$ – спектральные функции ошибки (с учетом изображения весового полинома $\Gamma(j\omega)$ в частотной области) и управления в системе.

Введем в рассмотрение передаточную функцию $\Phi(s)$ замкнутой системы

$$\Phi(s) = H(s)R(s)\big/\left[1+H(s)R(s)\right]. \tag{6}$$

При известной передаточной функции объекта $H(s)$ передаточная функция $\Phi(s)$ полностью определяет искомую передаточную функцию $R(s)$ регулятора. Поэтому задачу синтеза можно свести к определению оптимальной в смысле выбранного критерия качества передаточной функции $\Phi^*(s)$ системы, обеспечивающей устойчивость, максимальное приближение динамических свойств системы к желаемым и физическую реализуемость передаточной функции регулятора в условиях интервальной параметрической неопределенности.

Очевидно, что

$$E(j\omega) = \left[1-\hat{\mathrm{O}}(j\omega)\right]F(j\omega), \tag{7}$$

$$U(j\omega) = \frac{1}{H(j\omega)}\hat{\mathrm{O}}(j\omega)F(j\omega), \tag{8}$$

где $F(j\omega)$ – изображение задающего воздействия $f(t)$ в частотной области.

С учетом этого выражение (5) примет вид

$$I = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\Gamma(j\omega)\left[1-\hat{\mathrm{O}}(j\omega)\right]\right|^2\left|F(j\omega)\right|^2 d\omega + {} + \frac{1}{2\pi}c\int_{-\infty}^{+\infty}\left|j\omega\frac{1}{H(j\omega)}\hat{\mathrm{O}}(j\omega)\right|^2\left|F(j\omega)\right|^2 d\omega. \tag{9}$$

Оптимальная частотная передаточная функция $\Phi^*(j\omega)$ замкнутой системы определяется как решение задачи минимизации функционала (9) из выражения [4]

$$\left|\hat{\mathrm{O}}^*(j\omega)\right|^2 = \frac{\left|\Gamma(0)\right|^2\left|H(j\omega)\right|^2}{\left|\Gamma(j\omega)\right|^2\left|H(j\omega)\right|^2 + c\left|j\omega\right|^2}. \tag{10}$$

При этом минимальное значение функционала (9) будет определяться выражением [5]

$$I_{\min} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left(\left|\left\{\frac{\left|F(j\omega)\right|^2\left|\Gamma(j\omega)\right|^2 H(-j\omega)}{F(-j\omega)\left[\left|\Gamma(j\omega)\right|^2\left|H(j\omega)\right|^2 + c\left|j\omega\right|^2\right]_-}\right\}_-\right|^2 + {} + \frac{\left|F(j\omega)\right|^2\left|\Gamma(j\omega)\right|^2 c\left|j\omega\right|^2}{\left|\Gamma(j\omega)\right|^2\left|H(j\omega)\right|^2 + c\left|j\omega\right|^2}\right)d\omega, \tag{11}$$

где через [ ] обозначен результат выполнения операции факторизации, а через { } – процедуры расщепления [4]. В первом случае выражение в квадратных скобках разлагается на два сомножителя $[\ ]_-$ и $[\ ]_+$, один из которых, обозначенный символом [ ], имеет все нули и полюсы в нижней полуплоскости, другой, обозначенный символом $[\ ]_+$, в верхней. Во втором случае выражение в фигурных скобках разлагается на простейшие дроби и путем группировки слагаемых расщепляется на два слагаемых $\{\ \}^-$ и $\{\ \}^+$ соответственно, одно из которых имеет только нижние полюсы, другое – только верхние.

Определение базовых передаточных функций объекта с интервальной параметрической неопределенностью

Базовые передаточные функции объекта управления предлагается определять из выражений:

$$\underline{I}_{\min}(\underline{H}(j\omega)) = \min_{\substack{a_i \in [\underline{a}_i, \bar{a}] \\ b_j \in [\underline{b}_j, \bar{b}_j]}} \left\{ I_{\min}\left(H\left(j\omega\right)\right)\right\}, \tag{12}$$

$$\bar{I}_{\min}(\bar{H}(j\omega)) = \max_{\substack{a_i \in [\underline{a}_i, \bar{a}_i] \\ b_j \in [\underline{b}_j, \bar{b}_j]}} \left\{ I_{\min}\left(H\left(j\omega\right)\right)\right\}, \tag{13}$$

где $I_{\min}$ вычисляется в соответствии с (11). При этом предполагается, что вид входного воздействия $f(t)$ и весовой полином $\gamma(p)$ неизменны.

Таким образом, при всех возможных сочетаниях значений коэффициентов полиномов числителя и знаменателя $H(s)$ из интервалов (2) будет выполняться условие

$$\underline{I}_{\min} \le I_{\min} \le \bar{I}_{\min}\,. \tag{14}$$

Аналитическая процедура определения базовых передаточных функций $\underline{H}(s)$ и $\bar{H}(s)$ с использованием выражений (12) и (13) возможна на основе вычисления данных интегралов с помощью обычных методов теории функций комплексного переменного [4]. При этом эти интегралы можно выразить через коэффициенты полиномов передаточной функции $H(s)$. Однако практически такой анализ осуществим только для передаточных функций объекта достаточно низкого порядка. При увеличении размерности $H(s)$ это возможно лишь на основе применения численных процедур минимизации функции многих переменных, в качестве варьируемых параметров которой выступают коэффициенты полиномов $H(s)$ из интервалов (2).

Найденные базовые передаточные функции $\underline{H}(s)$ и $\bar{H}(s)$ будут являться устойчивыми и минимально-фазовыми, так как по условию задачи передаточная функция $H(s)$ является устойчивой и минимально-фазовой при всех возможных сочетаниях значений коэффициентов полиномов ее числителя и знаменателя из интервалов (2), т. е. устойчивы все соответствующие полиномы Харитонова [2].

Очевидно, что для обеспечения робастного качества оптимальной системы необходимо при синтезе передаточной функции $\Phi^*(s)$ использовать базовую передаточную функцию $\overline{H}(s)$. При этом качество синтезируемой системы, характеризуемое значением функционала $I_{\min}$, будет не хуже качества, соответствующего верхней границе значения функционала $\overline{I}_{\min}$.

Определение компенсационной части регулятора системы

В соответствии с методом обратных операторов [6] передаточная функция $R(s)$ регулятора может быть представлена в виде

$$R(s) = G(s)K(s), \tag{15}$$

где $K(s)$ – составляющая передаточной функции регулятора, компенсирующая (в линейном приближении) динамические свойства объекта; $G(s)$ – составляющая передаточной функции регулятора, обеспечивающая придание замкнутой системе желаемых динамических свойств.

Определение передаточной функции $K(s)$ будем производить из условия минимума функционала

$$J = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} V(s)ds = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} \Delta\Phi(s)\Delta\Phi(-s)ds\,, \tag{16}$$

где

$$\Delta\Phi(s) = \frac{K(s)\underline{H}(s)}{1+K(s)\underline{H}(s)} - \frac{K(s)\overline{H}(s)}{1+K(s)\overline{H}(s)}\,. \tag{17}$$

Функционал (16) характеризует среднеквадратическое отклонение (разброс) динамических свойств замкнутой системы при $R(s) = K(s)$ и является мерой компенсации динамических свойств интервального объекта составляющей $K(s)$ передаточной функции регулятора.

Результатом решения вариационной задачи при рассмотрении $K(s)$ в качестве варьируемой компоненты будет [3]

$$K(s) = \frac{1}{\left(\overline{H}(s)\underline{H}(s)\right)^{0,5}}\,. \tag{18}$$

По существу, (18) можно рассматривать как выражение для передаточной функции компенсатора динамических свойств интервального объекта. В таком случае величину

$$\widehat{H}(s) = \left(\overline{H}(s)\underline{H}(s)\right)^{0,5} \tag{19}$$

можно считать эквивалентной передаточной функцией интервального объекта.

Передаточную функцию $G(s)$ в дальнейшем будем находить из условия обеспечения в системе с регулятором вида (15) желаемых динамических свойств, задаваемых передаточной функцией $\Phi^*(s)$. Математически это можно выразить соотношением

$$\frac{G(s)K(s)\hat{H}(s)}{1+G(s)K(s)\hat{H}(s)}=\Phi^*(s). \tag{20}$$

С учетом (18) и (19) получим, что

$$G(s)=W^*(s)=\frac{\Phi^*(s)}{1-\Phi^*(s)}. \tag{21}$$

Отметим, что в случае обычного (детерминированного) объекта, т. е. при $\overline{H}(s)=\underline{H}(s)=H(s)$,

$$\hat{H}(s)=H(s);\ \ K(s)=\frac{1}{H(s)};\ \ G(s)=\frac{\Phi^*(s)}{1-\Phi^*(s)} \tag{22}$$

и результат решения задачи синтеза совпадает с результатом, полученным с помощью метода обратных операторов. Все это позволяет рассматривать предложенный подход как дальнейшее развитие метода обратных операторов применительно к объектам с интервальной параметрической неопределенностью.

Обеспечение устойчивости синтезируемой системы управления

Для анализа устойчивости составим выражение для передаточной функции разомкнутой системы

$$W(s)=R^*(s)H(s)=\frac{\hat{O}^*(s)}{\left[1-\hat{O}^*(s)\right]}\frac{1}{\hat{H}(s)}H(s), \tag{23}$$

где $R^*(s)$ – передаточная функция оптимального регулятора.

Учитывая то обстоятельство, что наименьшую степень устойчивости оптимальная система будет иметь при минимально возможном значении весового коэффициента *c*, определяющего степень учета ограничения на управление функционала, т. е. при $c = 0$, выражение (23) можно упростить. Так как при $c = 0$ в соответствии с (10)

$$\hat{O}^*(s)=\frac{\gamma(0)}{\gamma(s)}, \tag{24}$$

то передаточная функция разомкнутой системы в этом случае будет

$$W(s)=\frac{\gamma(0)}{\gamma(s)-\gamma(0)}\frac{H(s)}{\hat{H}(s)}. \tag{25}$$

Применяя критерий Найквиста к полученному выражению для передаточной функции разомкнутой системы (25), можно утверждать, что оптимальная замкнутая система будет устойчивой, если годограф $W(j\omega)$ не будет охватывать точку с координатами [–1; 0] при всех возможных сочетаниях значений коэффициентов полиномов числителя и знаменателя $H(s)$ из интервалов (2). Очевидно, что этого всегда можно достичь, выбирая полином весовых коэффициентов $\gamma(s)$ в области устойчивости синтезируемой системы.

Таким образом, полученное условие позволяет не только обеспечить робастную устойчивость синтезируемой квазиоптимальной системы, но и формализовать выбор полинома весовых коэффициентов $\gamma(s)$, что является несомненным достоинством предлагаемого метода синтеза.

Синтез интервальных систем управления

Как следует из полученных выше результатов для обеспечения робастных устойчивости и качества при синтезе в условиях интервальной параметрической неопределенности необходимо использование базовой передаточной функции $\overline{H}(s)$ и полинома весовых коэффициентов $\gamma(s)$, выбираемого с учетом сформулированного выше условия устойчивости.

Оптимальная передаточная функция $\Phi^*(s)$ замкнутой системы определяется в соответствии с (10) из выражения

$$\hat{O}^*(s)\hat{O}^*(-s)=\frac{\gamma^2(0)\overline{H}(s)\overline{H}(-s)}{\left[\gamma(s)\gamma(-s)\overline{H}(s)\overline{H}(-s)+cs(-s)\right]} \tag{26}$$

путем применения операции факторизации, чем обеспечивается устойчивость $\Phi^*(s)$.

Передаточная функция квазиоптимального регулятора $R^*(s)$ системы будет определяться в соответствии с (6) по известной $\Phi^*(s)$ из формулы

$$R^*(s)=\frac{1}{\hat{H}(s)}\frac{\Phi^*(s)}{\left[1-\Phi^*(s)\right]}. \tag{27}$$

Условие физической реализуемости ПФ $R^*(s)$ регулятора

$$n\left[R^*(s)\right]\geq m\left[R^*(s)\right] \tag{28}$$

может быть обеспечено правильным выбором порядка полинома весовых коэффициентов. Здесь $n\left[R^*(s)\right]$ и $m\left[R^*(s)\right]$ − соответственно, порядок полинома знаменателя и числителя передаточной функции. Согласно выкладкам, приведенным в работе [7], возможны следующие варианты. При выполнении неравенства

$$n\left[H(s)\right]+1\geq m\left[H(s)\right]+m\left[\gamma(s)\right] \tag{29}$$

условия физической реализуемости выполняются при любом порядке весового полинома $\gamma(s)$. При невыполнении неравенства (29) условием физической реализуемости $R^*(s)$ будет

$$m\left[\gamma(s)\right] \geq n\left[H(s)\right] - m\left[H(s)\right]. \tag{30}$$

Таким образом, выражения (26) и (27) определяют физически реализуемые квазиоптимальные в смысле минимума функционала (3) передаточные функции $\Phi^*(s)$ системы и $R^*(s)$ регулятора, обеспечивающие робастную устойчивость и уровень качества управления в замкнутой системе не хуже верхней границы значения критерия оптимальности $\overline{I}_{\min}$, определяемого в соответствии с выражением (13). Кроме этого в системе обеспечивается астатизм, так как в выражении для функционала (3) ограничение вводится на скорость изменения управляющего воздействия $\dot{u}(t)$ и, согласно (18), $\Phi^*(0) = 1$.

Из анализа выражения (11) для минимизируемого функционала следует, что синтез в условиях интервальной параметрической неопределенности можно осуществлять аналогично синтезу неинтервальных систем, если в качестве передаточной функции объекта $H(s)$ использовать базовую передаточную функцию $\overline{H}(s)$, а весовой полином $\gamma(s)$ выбирать из условия робастной устойчивости интервальной системы, а в компенсационной части регулятора использовать эквивалентную передаточную функцию $\widehat{H}(s)$.

В случае неинтервального объекта управления, когда

$$\underline{H}(s) = \overline{H}(s) = H(s), \tag{31}$$

результаты оптимизации будут совпадать с результатами, полученными при оптимизации неинтервальных систем. Все это позволяет рассматривать предлагаемый подход как развитие известного метода оптимизации на синтез систем с интервальной параметрической неопределенностью.

Синтез систем управления в условиях структурно-параметрической неопределенности

Рассмотрим применение предлагаемого метода к синтезу систем со структурно-параметрической неопределенностью. Решение задачи синтеза для данного класса объектов является более проблематичным с точки зрения обеспечения устойчивости и требуемого качества управления, чем в условиях интервальной параметрической неопределенности объекта. Постановка задачи оптимизации в этом случае будет следующей.

Пусть система управления задана структурной схемой. Передаточная функция $H(s)$ объекта управления имеет структурно-параметрическую неопределенность, обусловленную возможностью нахождения объекта управления в процессе функционирования системы в различных структурных состояниях, и представлена посредством передаточных функций, характеризующих данные состояния:

$$H_1(s), H_2(s), \ldots, H_r(s), \tag{32}$$

где r – число структурных состояний объекта управления, при этом $H(s) \in \{ H_1(s), H_2(s), \ldots, H_r(s) \}$. Предполагается также, что данные передаточные функции объекта управления являются устойчивыми и минимально-фазовыми:

$$H_l(s) = \frac{\sum_{i=0}^{m} a_{li} s^i}{\sum_{j=0}^{n} b_{lj} s^j}, \; l = 1, 2, \ldots, r; \; m \le n. \tag{33}$$

В общем случае передаточные функции (33) могут дополнительно иметь интервальную параметрическую неопределенность, когда

$$a_{li} \in \left[\underline{a_{li}}, \overline{a_{li}} \right], \; b_{li} \in \left[\underline{b_{lj}}, \overline{b_{lj}} \right]. \tag{34}$$

Требуется определить физически реализуемую передаточную функцию $R(s)$ оптимальную в смысле выбранного критерия качества регулятора, обеспечивающего робастную устойчивость и определенный уровень качества управления (не хуже некоторого определенного значения критерия оптимальности) в системе.

С этой целью предлагается алгоритм определения базовых передаточных функций $\underline{H}(s)$ и $\overline{H}(s)$, основанный на анализе значений коэффициентов полиномов числителя и знаменателя передаточных функций объекта $H_l(s)$ при всех l:

$$\underline{I}_{\min}\left(\underline{H}(j\omega)\right) = \min_{\substack{l=1,\,2,\ldots,\,r \\ a_{li} \in [\underline{a}_{li},\, \overline{a}_{li}] \\ b_{lj} \in [\underline{b}_{lj},\, \overline{b}_{lj}]}} \left\{ I_{\min}\left(H_l(j\omega)\right) \right\}, \tag{35}$$

$$\overline{I}_{\min}\left(\overline{H}(j\omega)\right) = \max_{\substack{l=1,\,2,\ldots,\,r \\ a_{li} \in [\underline{a}_{li},\, \overline{a}_{li}] \\ b_{lj} \in [\underline{b}_{lj},\, \overline{b}_{lj}]}} \left\{ I_{\min}\left(H_l(j\omega)\right) \right\}. \tag{36}$$

В случае если при одной из возможных структур объекта отсутствуют соответствующие коэффициенты полиномов числителя и знаменателя, данные коэффициенты принимаются равными нулю.

В дальнейшем процедура оптимизации системы управления аналогична описанной выше применительно к интервальным системам. Окончательные выражения для оптимальной передаточной функции системы со структурно-параметрической неопределенностью $\Phi^*(s)$ и ее регулятора $R^*(s)$ определяются так же, как для случая систем с интервальной параметрической неопределенностью, т. е. по формулам (26) и (27). Все это позволяет рассматривать предполагаемый подход как обобщение предложенного метода синтеза при наличии структурно-параметрической неопределенности объекта управления.

Заключение

Таким образом, предложен подход к оптимизации систем управления мехатронными объектами, обеспечивающий робастную устойчивость, определенный уровень качества управления (не хуже некоторого определенного значения критерия оптимальности), минимизацию разброса свойств синтезируемой системы, а также физическую реализуемость регуляторов координатного управления в условиях структурно-параметрической неопределенности объекта. Кроме этого базовые передаточные функции $\underline{H}(s)$, $\overline{H}(s)$ и $\widehat{H}(s)$ могут служить основой при использовании других алгоритмов синтеза замкнутых систем, основанных на методе обратных операторов. Возможно также использование $\underline{H}(s)$, $\overline{H}(s)$ и $\widehat{H}(s)$ при организации процесса обучения в системах искусственного интеллекта.

Список литературы

1. Управление динамическими системами в условиях неопределенности / С. Т. Кусимов, Б. Г. Ильясов, В. И. Васильев и др. – М. : Наука, 1998. – 452 с.

2. *Поляк*, *Б. Т.* Робастная устойчивость и управление / Б. Т. Поляк, П. С. Щербаков. – М. : Наука, 2002. – 303 с.

3. *Кабальнов*, *Ю. С.* Синтез систем управления в условиях интервальной параметрической неопределенности / Ю. С. Кабальнов, А. Г. Лютов, Ф. Г. Насибуллин // Известия вузов. Авиационная техника. – 2000. – № 1. – С. 7–10.

4. *Цейтлин*, *Я. М.* Проектирование оптимальных линейных систем. – Л. : Машиностроение, 1973. – 240 с.

5. *Цыпкин*, *Я. З.* Основы теории автоматических систем. – М. : Наука, 1977.

6. *Пухов*, *Г. Е.* Синтез многосвязных систем по методу обратных операторов / Г. Е. Пухов, К. Д. Жук. – Киев : Наук. думка, 1966. – 218 с.

7. Оптимизация многомерных систем управления газотурбинных двигателей летательных аппаратов / под ред. А. А. Шевякова и Т. С. Мартьяновой. – М. : Машиностроение, 1989. – 256 с.

УДК 681.327.1

Е. А. Коплович, аспирант
Московский институт электронной техники

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ СМЕЩЕНИЯ ВИДЕОКАДРА НА ОСНОВЕ ВЫБОРА ХАРАКТЕРНЫХ БЛОКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДКП

В статье предложен алгоритм для определения смещения кадра из видеопоследовательности, основанный на использовании поля векторов движения. Особенность алгоритма заключается в выборе характерных блоков по коэффициентам ДКП, использование которых позволяет повысить точность, а также снизить вычислительные затраты на определение сдвига кадра. Представлены результаты тестирования алгоритма на нескольких видеопоследовательностях.

Глобальная компенсация движения (global motion estimation, GME) – одна из актуальных задач обработки последовательности видеокадров. В настоящее время разработаны методы, позволяющие использовать информацию о перемещении источника видеосигнала (камеры) для повышения степени сжатия [1; 2] и построения панорамных изображений [3]. Кроме того важным приложением GME является подавление дрожания кадра (стабилизация видеопоследовательности) [4], применяемое, в частности, в бортовых системах видеонаблюдения.

Существующие способы глобальной компенсации можно разделить на несколько категорий:

1) *структурные методы*, в основе которых лежит определение и отслеживание характерных элементов на кадрах;