

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С «ГЛУБОКОЙ» ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

А.Б. Филимонов

МИРЭА – Российский технологический университет
Россия, 119454, Москва, Проспект Вернадского, 78
E-mail: filimon_ab@mail.ru

Н.Б. Филимонов

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
Россия, 117997, Москва, ул. Профсоюзная, 65
E-mail: nbfilimonov@mail.ru

Ключевые слова: неопределенный объект, большой коэффициент усиления, метод метод робастной коррекции.

Аннотация: Обсуждаются теоретические основы и практические особенности современного подхода к построению робастных систем управления линейными динамическими объектами с параметрической неопределенностью с использованием принципа «глубокой» обратной связи - метода робастной коррекции. В основу метода положена двухконтурная схема управления, реализующая двухэтапную процедуру решения задач робастного управления с эталонной динамикой. Сначала осуществляется робастная коррекция динамики объекта посредством внутреннего контура управления с большим коэффициентом усиления, обеспечивающая системе эталонную динамику и устраняющая фактор параметрической неопределенности. Затем для скорректированного объекта посредством внешнего контура управления стандартными методами решается задача управления в условиях параметрической определенности.

1. Введение

В современной теории и практике управления весьма актуальной является проблема синтеза робастных систем управления динамическими объектами с параметрической неопределенностью.

К настоящему времени разработаны различные методы решения задачи робастного управления [1, 2]: методы на основе робастных критериев устойчивости Михайлова, Найквиста и Цыпкина-Поляка; *QFT*-методы; методы μ -синтеза и *LMI*-методы; методы функций Ляпунова; методы на основе интервальных критериев устойчивости Липатова-Соколова и Харитоновна; методы *LQ*- и l_1 -оптимизации; методы оптимизации в пространствах Харди (методы H_2 - и H_∞ -синтеза) и др. Однако, данные методы не получили широкого применения на практике, поскольку не позволяют учитывать классические требования к динамическому качеству процессов управления.

Альтернативные а, по мнению С.В. Емельянова и С.К. Коровина, наиболее мощные методы решения задач стабилизации в условиях неопределенности основаны на использовании принципа *глубокой обратной связи* (ГОС), выдвинутого в работах Блэка (H.S. Black), Найквиста (H. Nyquist) и Боды (H.W. Bode) конца 20-х – начала 30-х годов XX столетия, связанных с проблемой обеспечения функциональной стабильности электронных усилителей [3]. «Глубокой» принято называть обратную связь, при которой с

увеличением коэффициента усиления прямой цепи свойства замкнутого контура определяются в основном оператором обратной связи. Применение принципа ГОС в задачах робастного управления динамическими объектами с параметрической неопределенностью сводится к использованию в регуляторе большого коэффициента усиления, обеспечивающего в пределе (при стремлении к бесконечности), во-первых, точное подавление действий параметрических возмущений и, во-вторых, точную реализацию желаемой динамики системы управления.

Принцип ГОС имеет серьезные перспективы применения в автоматике благодаря универсальности и простоте придания автоматической системе с «жесткой» структурой свойства инвариантности к параметрическим возмущениям, присущее адаптивным и самонастраивающимся систем. Данный принцип положен в основу классического метода робастного управления - метода *больших коэффициентов усиления*, берущего начало в работах М.В. Меерова [4] и получившего развитие как в отечественной (работы Я.З. Цыпкина и Б.Т. Поляка, А.С. Вострикова, В.В. Панкратова, П.Д. Крутько и др.), так и в зарубежной литературе. В работе авторов [5] обсуждались ретроспектива и теоретические аспекты данного метода. В настоящем докладе обсуждается концепция *робастной коррекции динамических систем* с использованием принципа ГОС и метода большого коэффициента усиления [6, 7].

2. Метод динамической коррекции с большим коэффициентом усиления

Рассматривается класс линейных стационарных объектов с одномерными входом u и выходом y , динамика которых описывается дифференциальным уравнением n -го порядка вида:

$$y^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i^0 y^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^m b_j^0 u^{(j)}(t),$$

где a_i^0, b_j^0 - вещественные константы, причем $m < n$ и $b_m^0 \equiv \beta_0 > 0$.

Передаточная функция (ПФ) объекта равна

$$(1) \quad W_0(s) = \frac{B_0(s)}{A_0(s)},$$

где s - комплексная частота, а $A_0(s)$ и $B_0(s)$ - многочлены:

$$A_0(s) = s^n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i^0 s^i, \quad B_0(s) = \sum_{j=0}^m b_j^0 s^j,$$

старшие коэффициенты (обозначаемые через lcoef) которых соответственно равны

$$\text{lcoef} A_0(s) = 1 \quad \text{и} \quad \text{lcoef} B_0(s) = \beta_0.$$

Обратимся к блок-схеме линейной системы автоматического управления (САУ), представленной на рис. 1. Здесь y^* - уставка, $\varepsilon = y^* - y$ - сигнал рассогласования. Система включает внутренний и внешний контуры управления. Внутренний контур осуществляет робастную коррекцию объекта, результатом которой является *скорректированный объект* (СО) с входом v , а внешний контур, осуществляет обработку уставки y^* посредством *регулятора*.

Схема робастной коррекции (СРК) объекта реализует принцип ГОС и включает два элемента: *усилительное звено* (УЗ) в прямой цепи и *корректирующее звено* (КЗ) в цепи

обратной связи.

Пусть УС имеет коэффициент усиления K , а КЗ имеет ПФ $H(s)$ вида

$$H(s) = \sum_{k=0}^d h_k s^k,$$

где h_k – вещественные константы, причем $h_d \equiv \beta_H > 0$, так, что действие КЗ описывается уравнением

$$z(t) = \sum_{k=0}^d h_k y^{(k)}(t).$$

Здесь полагаем, что измерению доступны выход объекта и его производные до d -й включительно.

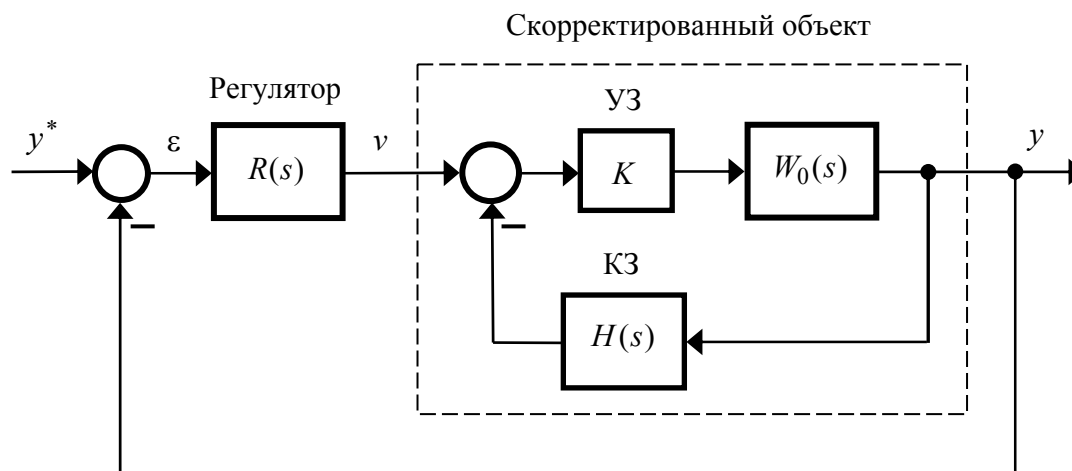


Рис. 1. Двухконтурная структура робастной САУ

ПФ СО с учетом (1) может быть записана в виде

$$(2) \quad V(K, s) = \frac{KW_0(s)}{1 + KW_0(s)H(s)} = \frac{KB_0(s)}{\Delta_0(K, s)},$$

где $\Delta_0(K, s)$ – характеристический многочлен СО:

$$(3) \quad \Delta_0(K, s) = A_0(s) + KA_1(s),$$

причем

$$(4) \quad A_1(s) = B_0(s)H(s), \\ \deg A_0(s) = n, \quad \deg A_1(s) = m + d, \quad \beta \equiv \text{lcoef} A_1(s) = \beta_0 \beta_H.$$

Исследуем действие СРК при больших значениях коэффициента усиления: $K \gg 1$.

Пусть $\Lambda(K)$ – множество корней характеристического многочлена СО (3), каждому из которых $\lambda \in \Lambda(K)$ отвечает мода – свободное движение вида $\varphi(\lambda, t) = C \exp(\lambda t)$, $C = \text{const} \neq 0$. Многочлен (4) при $K \rightarrow \infty$ имеет $n_\infty = \deg A_0(s) - \deg A_1(s)$ инфинитных (уходящих в бесконечность) корней, образующих подмножество $\Lambda_\infty(K) \subset \Lambda(K)$ [6].

Асимптотическая структура множества $\Lambda_\infty(K)$ отражает, по крайней мере, одно из следующих свойств мод $\exp(\lambda t)$ для случая $K \gg 1$ [6]: 1) мода быстро затухает; 2) частота колебаний моды неограниченна; 3) мода имеет неограниченную степень роста. Очевидно, что в модальном составе работоспособной СРК не должно быть мод с показателями типа 2) и 3), что соблюдается лишь при выполнении условия

$$\deg A_0(s) - \deg A_1(s) = 1 \text{ или } d = n - m - 1.$$

В этом случае справедливо приближение

$$(5) \quad \Delta_0(K, s) \cong K(\tau s + 1)A_1(s),$$

где малая постоянная времени $\tau \ll 1$ определяется соотношением

$$\tau = \frac{1}{\beta K}.$$

Перейдем к анализу асимптотики ПФ СО. Согласно (2), (4) и (5)

$$(6) \quad V(K, s) \cong \frac{B_0(s)}{(\tau s + 1)B_0(s)H(s)}.$$

Поскольку характер протекания процессов управления определяется областью *низких частот* ($|\tau s| \ll 1$), можно исключить из рассмотрения быстро затухающие моды (полагая $\tau = 0$) и получить следующую *низкочастотную аппроксимацию* ПФ СО:

$$(7) \quad V(K, s) \cong \hat{V}(s) = \frac{1}{H(s)}.$$

Сократимость дроби (6) означает *компенсацию* совпадающих передаточных нулей и полюсов СО, что порождает (см. [8]) неуправляемую часть системы с характеристическим многочленом $B_0(s)$. Это означает, что данная СРК *применима* к объектам с левыми нулями, расположенными не слишком близко к мнимой оси s -плоскости.

Соотношение (7) отражает свойство *робастности* СРК: скорректированная динамика объекта описывается *редуцированной* динамической моделью порядка d , определяемой исключительно ПФ КЗ, и, следовательно, *инвариантной* к параметрам объекта.

В результате робастной коррекции формируется канал управления объектом с желаемой ПФ и дальнейший этап решения задачи управления сводится к применению методов синтеза, предполагающих точное знание динамических характеристик объекта.

3. Задача модального управления

Полагаем, что ПФ регулятора является несократимой рациональной дробью вида

$$(8) \quad R(s) = \frac{B_R(s)}{s^\rho A_R(s)},$$

$$A_R(s) = \sum_{i=0}^{n_R} a_i^R s^i, \quad B_R(s) = \sum_{j=0}^{m_R} b_j^R s^j,$$

где $\rho \geq 1$, $A_R(s)$ – унитарный многочлен: $\text{coef} A_R(s) \equiv a_{n_R}^R = 1$.

Условие физической реализуемости регулятора:

$$m_R \leq \rho + n_R.$$

ПФ замкнутой САУ равна

$$W(K, s) = \frac{R(s)V(K, s)}{1 + R(s)V(K, s)}.$$

Отсюда с учетом (8) и (9) следует низкочастотное приближение

$$(9) \quad W(K, s) \cong \hat{W}(s) = \frac{B_R(s)}{A(s)},$$

где

$$(10) \quad A(s) = s^\rho A_R(s)H(s) + B_R(s).$$

Соотношения (9), (10) служат основой для синтеза САУ, причем структура регулятора (8) обеспечивает системе астатизм ρ -го порядка.

Обратимся к задачам модального управления, которые в современных разработках автоматических систем занимают важное теоретическое и прикладное значение. Отметим один существенный аспект классических схем и методов модального управления – они могут приводить к *неробастным решениям* [9].

Согласно постановке задачи модального синтеза САУ, необходимо получить желаемые полюса ПФ (9), т.е. обеспечить выполнение равенства

$$(11) \quad A(s) = A^*(s)$$

для заданного унитарного многочлена $A^*(s)$.

Из (10) и (11) следует функциональное уравнение для неизвестных многочленов $A_R(s)$, $B_R(s)$ и $H(s)$:

$$s^{\rho} A_R(s)H(s) + B_R(s) = A^*(s).$$

Степень характеристического многочлена (10) равна $N = \deg A(s) = \rho + n_R + d$, а число настроенных параметров в системе – $\tilde{N} = n_R + m_R + d + 1$. Рассматриваемая задача будет иметь решение в случае выполнения условия $\tilde{N} \geq N$, т.е. при $m_R \geq \rho - 1$. Для модального регулятора минимального порядка получаем: $n_R = 0$, $m_R = \rho - 1$.

Если ограничиться астатизмом первого порядка (полагая $\rho = 1$), возможно управлять не только полюсами, но также и нулями ПФ, т.е. с учетом приближения (9) обеспечивать равенство

$$\hat{W}(s) = W^*(s),$$

где $W^*(s)$ – желаемая (эталонная) ПФ.

Список литературы

1. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Робастная устойчивость и управление. М.: Наука, 2002. 303 с.
2. Kang-Zhi Liu, Yu Yao. Robust Control: Theory and Applications. John Wiley & Sons, 2016. 460 p.
3. Black H.S. Inventing the negative feedback amplifier (50th anniversary of Black's invention of negative feedback amplifier) // IEEE Spectrum. 1977. Vol. 14. P. 54-60.
4. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. М.: Наука, 1967. 424 с.
5. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Метод больших коэффициентов усиления и эффект локализации движений в задачах синтеза систем автоматического управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 2. С. 2-10.
6. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Робастная коррекция в системах управления с большим коэффициентом усиления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 12. С. 3-10.
7. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Робастная коррекция динамических объектов в системах автоматического управления // Автометрия. 2015. Т. 51, № 5. С. 61-68.
8. Солодовников В.В., Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Анализ компенсационного подхода к синтезу систем управления // Известия вузов. Приборостроение. 1979. № 2. С. 27-32.
9. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. О проблеме неробастности спектра в задачах модального управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 10. С. 8-13.