

**ВОЗМОЖНОСТИ КИБЕРФИЗИЧЕСКОГО ПОДХОДА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ
ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ
ПРИ НЕПОЛНОЙ ИНФОРМАЦИИ О МОДЕЛИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ***Е. Г. Крушель, Е. С. Потафеева, Т. П. Огар, И. В. Степанченко, И. М. Харитонов**Камышинский технологический институт (филиал)
Волгоградского государственного технического университета,
Камышин, Волгоградская обл., Российская Федерация*

Предлагается способ снижения затрат времени на экспериментальное исследование частотных свойств объекта с неизвестной математической моделью, основанный на применении киберфизического подхода к автоматизации эксперимента. Непараметрические оценки неизвестных частотных характеристик объекта рассчитываются по экспериментальным данным о реакции выхода объекта на входной гармонический сигнал в форме смеси синусоидальных сигналов разной частоты. Для разделения выходного сигнала на составляющие, соответствующие каждой частоте, используется компьютерная технология, реализующая оптимизационную процедуру нахождения значений как действительной, так и мнимой частотной характеристики согласно частотам, представленным в гармоническом входном сигнале. Способ пригоден также для ускоренной оценки частотных характеристик объекта с неизвестным запаздыванием. Рассматриваются вопросы применения оценки частотных свойств в задаче анализа устойчивости замкнутой системы, предназначенной для управления объектом с неполной информацией о его модели с помощью последовательно подключенного пропорционально-интегрального регулятора. Результаты быстрой оценки частотных характеристик объекта использованы для идентификации параметров его передаточной функции. Для решения задачи параметризации используются средства автоматизации расчета передаточной функции согласно данным о точках частотных характеристик, реализованные в составе системы компьютерной математики с открытым доступом Scilab. В качестве одного из применений результатов параметрической идентификации передаточной функции в примере 3 иллюстрируется возможность разработки системы управления с использованием модели объекта пониженного порядка.

Ключевые слова: объект управления, амплитудно-фазовая характеристика, непараметрические оценки, частотные характеристики объекта, входной и выходной сигналы, устойчивость замкнутой системы, Scilab.

Для цитирования: Крушель Е. Г., Потафеева Е. С., Огар Т. П., Степанченко И. В., Харитонов И. М. Возможности киберфизического подхода для исследования частотных свойств замкнутой системы при неполной информации о модели объекта управления // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2021. № 4. С. 21–34 DOI: 10.24143/2072-9502-2021-4-21-34.

Введение

Одна из важных задач управления производственными процессами состоит в обеспечении устойчивости замкнутой системы [1]. На практике в подавляющем числе случаев объект управления устойчив, а регулятор – устойчив или нейтрален, поэтому явления неустойчивости могут возникнуть только в соответствующей замкнутой системе (после замыкания разомкнутой системы контуром единичной обратной связи). Безопасный прием, позволяющий заранее, до замыкания контура обратной связи, судить, будет ли устойчивой замкнутая система или нет, основан на анализе особенностей амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) разомкнутой системы (используется критерий устойчивости Найквиста [2] или диаграмма Боде [3]). Но для применения этого подхода требуется располагать математической моделью объекта управления; на практике это требование выполняется не всегда.

В представляемой работе предполагается, что оценка устойчивости замкнутой системы управления должна быть получена в условиях отсутствия полной информации об объекте

управления. Вид и параметры модели объекта предполагаются неизвестными, но справедливо предположение о ее линейности, устойчивости и инерционности. Объект с такими свойствами подавляет высокочастотные синусоидальные входные сигналы; предполагается ориентировочно известной частота ω^* такая, что при частотах $\omega > \omega^*$ амплитуда сигнала на выходе объекта остается меньше заданной доли амплитуды входного сигнала [4].

Для суждения об устойчивости замкнутой системы по АФХ разомкнутой системы необходимо уточнить информацию об объекте [5]. Известны различные подходы к уточнению (активные эксперименты, пассивные наблюдения, использование адаптивных моделей), из числа которых в представляемой работе используются методы, основанные на экспериментальных исследованиях частотных свойств объекта. В известных работах [6] эксперимент организуется как серия опытов, в каждом из которых на вход объекта подается синусоидальный сигнал заданной частоты. После того как будет достигнут установившийся режим, определяют отношение амплитуды сигнала на выходе объекта к амплитуде входного сигнала.

Постановка задачи и схема ее решения

Предлагаемый вариант сокращения затрат времени на экспериментальное исследование частотных свойств объекта управления состоит в отказе от серии последовательных во времени опытов, в каждом из которых на вход объекта подается сигнал единственной частоты. Взамен предлагается однократный опыт по исследованию реакции выхода объекта на входной сигнал в форме смеси частот с последующей компьютерной обработкой выходного сигнала, в результате которой получают оценки значений в точках АФХ объекта на частотах, использованных в смеси [7]. Интерполяция значений между точками позволяет получить непараметрическую оценку АФХ объекта [8]. Поскольку модель регулятора известна, дальнейшая процедура оценки устойчивости замкнутой системы не имеет специфики.

Расчеты проводятся по следующей схеме:

1. Подготавливается входной гармонический сигнал в форме смеси частот одинаковой амплитуды с заданными фазовыми сдвигами (обычно нулевыми):

$$u(t) = \sum_{k=1}^K u_k \cdot \sin(\omega_k \cdot t), \quad (1)$$

где u_k – амплитуды (для входного сигнала – одинаковые, далее без ограничения общности считаются единичными) и частоты ω_k входного сигнала, $k = 1, \dots, K$; K – число синусоидальных сигналов в смеси.

2. Проводится активный эксперимент по измерению выхода объекта при подаче этого входного сигнала в течение периода времени, достаточного для достижения установившихся гармонических колебаний. Поскольку объект предполагается линейным и инерционным, его выход $y(t)$ также получится в форме смеси сигналов тех же частот, но с различными искажениями амплитуды и фазы на разных частотах:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K a_k \cdot \sin(\omega_k \cdot t + \psi_k), \quad (2)$$

где $a_k, \psi_k, k = 1, \dots, K$ – соответственно амплитуда и сдвиг фазы k -й синусоидальной составляющей выхода объекта по отношению к k -й гармонике входного сигнала (1). Для расчета $a_k, \psi_k, k = 1, \dots, K$ предлагается оптимизационная процедура, описанная ниже. В результате получают точки амплитудной и фазовой частотных характеристик объекта, соответствующие частотам $\omega_k, k = 1, \dots, K$.

Дальнейшие позиции расчета не отличаются от известных.

3. Предполагается, что в разомкнутой системе используется линейный регулятор с известным законом управления и заданными настроечными параметрами, по данным о которых рассчитываются его частотные характеристики. Ниже расчетная схема иллюстрируется задачей исследования устойчивости замкнутой системы с пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором [9], настроечные параметры которого заданы.

4. По данным п. 2 и 3 рассчитываются точки амплитудной частотной характеристики (АЧХ) разомкнутой системы (как произведение значений в точках АЧХ объекта и регулятора) и фазовой частотной характеристики (ФЧХ) (как сумма значений в точках фазовых характеристик объекта и регулятора).

5. По данным п. 4 рассчитываются значения в точках АФХ разомкнутой системы. Далее используется интерполяция кубическими сплайнами [10], позволяющая получить непараметрическую оценку непрерывной АФХ.

6. Согласно критерию Найквиста устойчивость системы после замыкания цепи обратной связи оценивается по факту охвата годографом АФХ критической точки на комплексной плоскости с координатами $(-1, i0)$. Для случая, когда устойчивость замкнутой системы подтверждается, могут быть определены ее запасы устойчивости по амплитуде и фазе [11].

С очевидными дополнениями расчет пригоден для систем управления линейными инерционными объектами с запаздыванием.

Оптимизационная процедура расчета значений в точках амплитудной и фазовой частотных характеристик объекта

Согласно (2) необходимо получить $2K$ соотношений, позволяющих рассчитать амплитуды a_k и ψ_k , $k = 1, \dots, K$. Для того чтобы получить систему линейных уравнений относительно параметров частотных характеристик, взамен (2) используется формула

$$y(t) = \sum_{k=1}^K [d_{1k} \cdot \sin(\omega_k \cdot t) + d_{2k} \cdot \cos(\omega_k \cdot t)], \quad (3)$$

где $d_{1k} = [a_k \cdot \cos(\psi_k)]$, $d_{2k} = [a_k \cdot \sin(\psi_k)]$.

Система линейных уравнений для $2K$ составляющих искомого составного вектора $d^T = [d_1^T; d_2^T]$ получается при минимизации критерия наименьших квадратов $J(d)$; индекс «Т» обозначает транспонирование векторов d_1, d_2 с компонентами d_{1k}, d_{2k} , $k = 1, \dots, K$:

$$J(d) = \sum_{s=0}^{N-1} \left\{ y[s] - \left[\sum_{k=1}^K d_{1k} \cdot \sin(\omega_k \cdot s \cdot \delta t) + d_{2k} \cdot \cos(\omega_k \cdot s \cdot \delta t) \right] \right\}^2 \rightarrow \min, \quad (4)$$

где δt – дискрета времени, достаточно малая, чтобы дискретизация самой высокочастотной составляющей входного сигнала не приводила к заметным погрешностям; $N = P_0 (n_p - n_i)/\delta t$, P_0 – период самой низкочастотной составляющей в смеси частот (1), n_i – число периодов продолжительностью P_0 , достаточное для достижения режима установившихся гармонических колебаний на выходе объекта, n_p – число периодов продолжительностью P_0 , в течение которых проведен эксперимент по оценке частотных характеристик объекта [12].

Минимизация (4) приводит к $2K$ -мерной системе линейных уравнений относительно вектора d :

$$A \cdot d = B; \quad (5)$$

$$A = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix}; B = \begin{vmatrix} B_1 \\ B_2 \end{vmatrix};$$

$$B_{1i} = \sum_{s=0}^{N-1} y(s \cdot \delta t) \sin(\omega_i \cdot s \cdot \delta t); B_{2i} = \sum_{s=0}^{N-1} y(s \cdot \delta t) \cos(\omega_i \cdot s \cdot \delta t);$$

$$A_{11}^{(i,j)} = \sum_{s=0}^{N-1} \sin(\omega_i \cdot s \cdot \delta t) \sin(\omega_j \cdot s \cdot \delta t); A_{22}^{(i,j)} = \sum_{s=0}^{N-1} \cos(\omega_i \cdot s \cdot \delta t) \cos(\omega_j \cdot s \cdot \delta t);$$

$$A_{12}^{(i,j)} = \sum_{s=0}^{N-1} \sin(\omega_i \cdot s \cdot \delta t) \cos(\omega_j \cdot s \cdot \delta t); A_{21}^{(i,j)} = A_{12}^{(i,j)}; i, j = 1, \dots, K.$$

Решение [13]:

$$d = A^{-1} \cdot B; \quad d_{1k} = d_k, \quad k = 1, \dots, K; \quad d_{2k} = d_k, \quad k = K+1, \dots, 2K. \quad (6)$$

Значения d_{1k} и d_{2k} – значения действительной и мнимой частотных характеристик, соответствующих частотам ω_k , $k = 1, \dots, K$. На плоскости, абсциссой которой является действительная частотная характеристика (действительная ЧХ), а ординатой – мнимая частотная характеристика (мнимая ЧХ), эти значения отображаются точками.

Из (6) найдем, используя (3), значения амплитуд a_k , $k = 1, \dots, K$ и сдвигов фаз ψ_k , соответствующих частотам ω_k , $k = 1, \dots, K$:

$$a_k = \sqrt{d_{1k}^2 + d_{2k}^2}, \psi_k = \arctg\left(\frac{d_{1k}}{d_{2k}}\right) - \pi \cdot m, k = 1, \dots, K. \quad (7)$$

В (7) $m = 0, 2, 3 \dots$, если вектор с абсциссой d_{1k} и ординатой d_{2k} отображается в 1-м или 4-м квадрантах комплексной плоскости; $m = 1, 3, 4, \dots$, если этот вектор отображается во 2-м или 3-м квадрантах комплексной плоскости.

Далее рассчитываются значения АФХ для частот ω_k , $k = 1, \dots, K$, после чего осуществляется интерполяция (например, кубическими сплайнами, как в примере, описанном ниже).

Иллюстративный пример 1

Ниже описаны результаты оценки устойчивости замкнутой одноконтурной системы, соответствующая разомкнутая система которой представлена последовательным соединением ПИ-регулятора (настроечные параметры: $k_p = 0,5$ (ед.изм.входа/ед.изм.выхода) и $k_i = 1,25$ (ед.изм.входа/(ед.изм.выхода · ед.изм.времени)). Непараметрическая оценка АФХ объекта определяется по данным эксперимента, при котором на вход объекта поступает гармонический сигнал вида (1) в форме смеси 5 частот (рад/с): $\omega = [0,196; 0,393; 0,785; 1,571; 3,142]$. Амплитуды входного сигнала на всех частотах приняты единичными. Разомкнутая система является нейтральной. Требуется проверить, будет ли устойчива система после замыкания единичной обратной связи.

Под действием входного сигнала (рис. 1, а) на выходе объекта устанавливается гармонический сигнал, показанный на рис. 1, б.

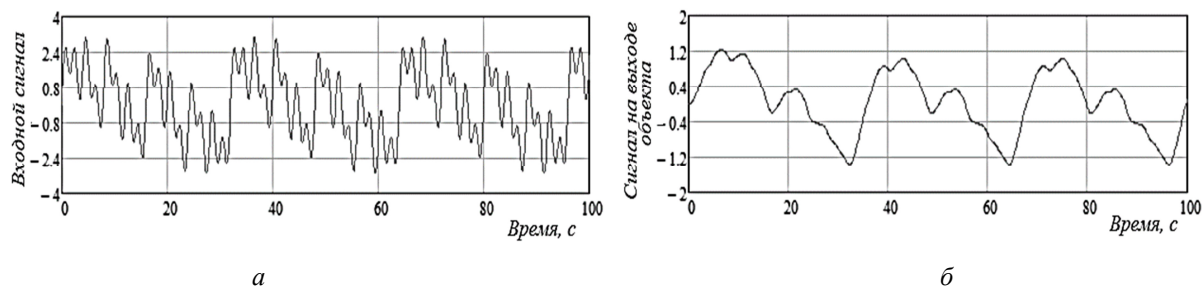


Рис. 1. Сигналы на входе (а) и выходе (б) объекта управления

Согласно (5) рассчитаны точки амплитудной и фазовой частотных характеристик в (7), соответствующие указанным выше частотам:

$$A = [0,802; 0,509; 0,21; 0,063; 0,017]^T; \psi = [-0,906; -1,533; -2,174; -2,623; -2,87]^T.$$

Здесь и ниже индексом «Т» обозначено транспонирование соответствующих векторов.

Для проверки полученных значений в качестве тестовой модели использовалось апериодическое звено 2-го порядка с частотной передаточной функцией, параметры которой заданы:

$$W_{теор}(j\omega) = k/[T_1 \cdot T_2(j\omega)^2 + (T_1 + T_2)(j\omega) + 1]; T_1 = 3(с), T_2 = 2(с), k = 1, \quad (8)$$

где $T_{1,2}$ – постоянные времени; k – коэффициент усиления звена.

Для тестового объекта были рассчитаны теоретические значения a_T и ψ_T .

$$a_T = [0,802; 0,509; 0,21; 0,063; 0,017]^T; \psi_T = [-0,907; -1,533; -2,173; -2,624; -2,878]^T.$$

На рис. 2 показаны теоретические графики амплитудной (а) и фазовой (б) частотных характеристик, на которые нанесены точки, рассчитанные по результатам эксперимента [13].

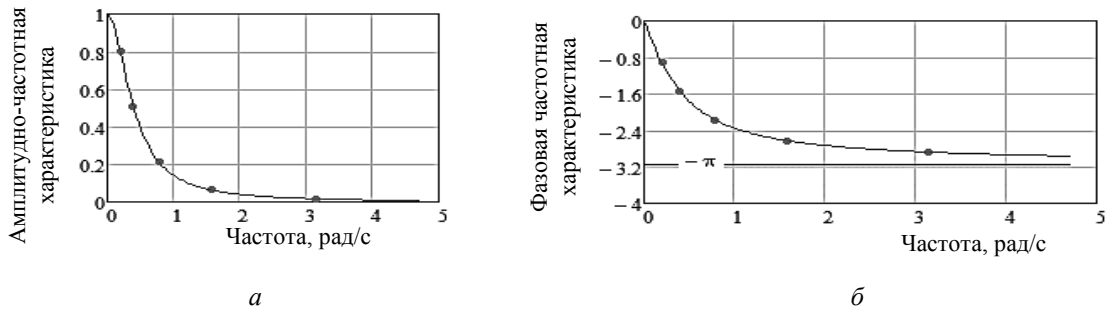


Рис. 2. Сравнение амплитудного (а) и фазового (б) значения частотных характеристик объекта управления

По результатам расчета значений в точках, соответствующих частотам ω , определены значения точек АФХ, показанные на рис. 3, а на фоне годографа АФХ тестовой модели. Правая часть рис. 3 иллюстрирует совпадение графика выхода объекта, использованного для оценки частотных характеристик (показан точками), с графиком выхода тестовой модели (показан сплошной кривой).

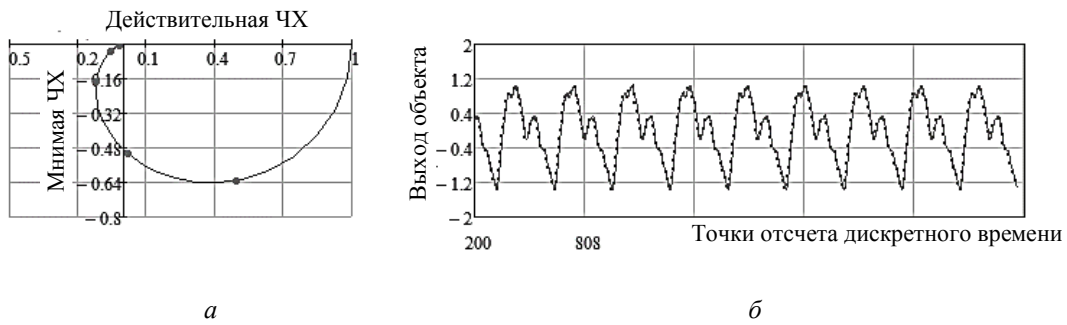


Рис. 3. Сравнение экспериментальной и тестовой амплитудно-фазовых характеристик (а) и графиков процесса на выходе тестового и экспериментального объектов (б)

Поскольку модель регулятора в данном примере была заданной, амплитудную и фазовую частотные характеристики можно получить расчетным путем. При настроечных параметрах $k_p = 0,5$ и $k_i = 1,25$ АЧХ и ФЧХ ПИ-регулятора показаны на рис. 4.

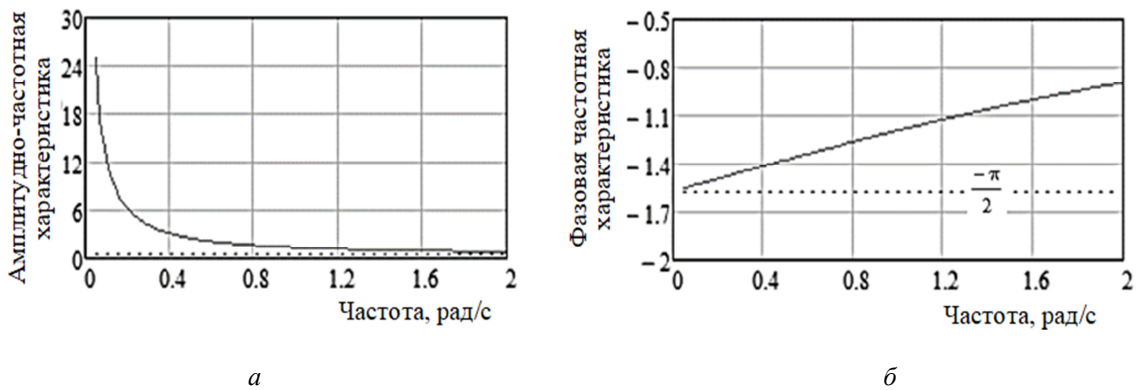


Рис. 4. Частотные характеристики ПИ-регулятора при настройках $k_p = 0,5$ и $k_i = 1,25$: амплитудно-частотная (а) и фазовая частотная (б) характеристики

При частотах $\omega = [0,196; 0,393; 0,785; 1,571; 3,142]$, использованных для экспериментальной оценки частотных характеристик объекта управления, значения точек амплитудной и фазовой характеристик регулятора равны соответственно $a_{reg} = [6,386; 3,222; 1,668; 0,94; 0,639]^T$; $\psi_{reg} = [-1,492; -1,415; -1,266; -1,01; -0,622]^T$.

Значения a_{open} точек АЧХ, рассчитываемые как произведение значений АЧХ a и a_{reg} , и точек ψ_{open} ФЧХ, рассчитываемые как сумма ФЧХ ψ и ψ_{reg} , для разомкнутой системы таковы [14]:

$$a_{open} = [5,122; 1,639; 0,35; 0,059; 0,011]^T; \psi_{open} = [-2,399; 2,948; -3,44; -3,633; -3,543]^T.$$

По этим данным рассчитаны значения точек АФХ разомкнутой системы. Эти точки показаны на рис. 5, а; результаты интерполяции кубическими сплайнами [10] значений АФХ между этими точками показаны на рис. 5, б.

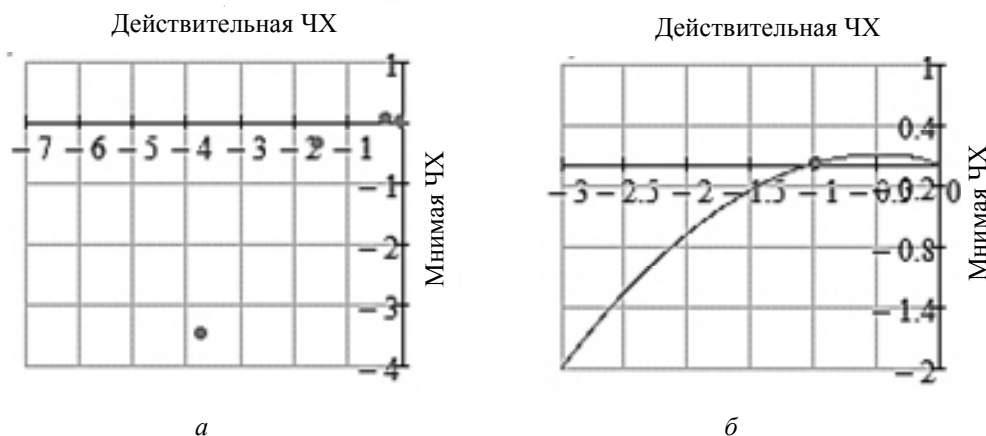


Рис. 5. Точки АФХ (а) и результаты интерполяции (б)

На рис. 5, б показана критическая точка с координатами $(-1, j0)$. Интерполированная оценка АФХ проходит через эту точку; согласно критерию Найквиста, замкнутая система при настройках ПИ-регулятора $k_p = 0,5$ и $k_i = 1,25$ будет находиться на границе устойчивости в режиме незатухающих колебаний.

Обобщение

Практически без изменений описанный способ пригоден для ускоренного построения оценки АФХ объекта с неизвестным транспортным запаздыванием [15]. Рассчитан пример, тестирование результатов расчета для которого проводилось путем сравнения с частотными характеристиками объекта, содержащего звено запаздывания $\tau = 1,5$, с, последовательно соединенного с апериодическим звеном 2-го порядка (8). Амплитудно-фазовая характеристика объекта с запаздыванием не отличается от показанной на рис. 2, а. Расчетные точки ФЧХ (рис. 6, а) и АФХ (рис. 6, б) объекта с запаздыванием показаны на фоне характеристик тестового объекта (иллюстрируется хорошее совпадение результатов расчета с тестом).

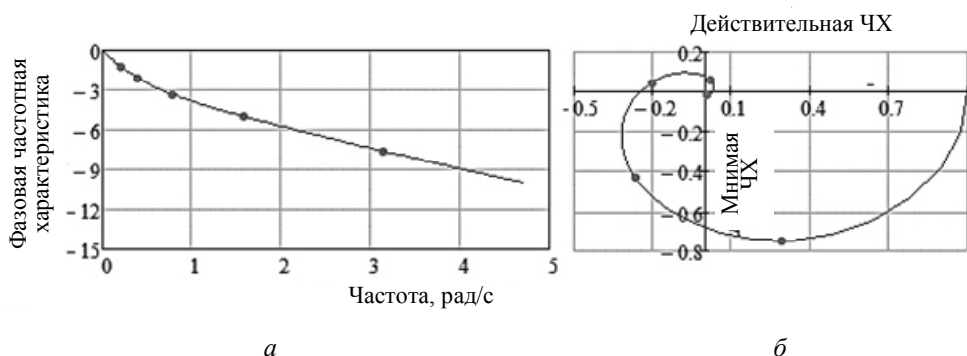


Рис. 6. Точки фазовой частотной характеристики (а) и амплитудно-фазовой характеристики (б) объекта с запаздыванием. Сплошные графики – соответствующие характеристики тестового объекта

Если настроенные параметры ПИ-регулятора в системе с запаздыванием принять теми же, что и для системы с объектом (8), то замкнутая система окажется неустойчивой.

Параметризация

Если годограф АФХ разомкнутой системы проходит через критическую точку комплексной плоскости (как на рис. 6, б), то после замыкания системы контуром отрицательной обратной связи процесс управления окажется неустойчивым. В этом случае потребуется решить задачу синтеза системы управления объектом для обеспечения требуемых запасов устойчивости по амплитуде и фазе [16]. В задачах синтеза может оказаться необходимой модель объекта в явной форме (либо в виде описания дифференциальными или разностными уравнениями, либо (если объект линейный и стационарный) – в форме передаточной функции). В обоих случаях из приближенного графического представления частотных характеристик необходимо найти оценку числовых параметров модели.

Идея расчета базируется на определении векторов коэффициентов в полиномах числителя $num(i\omega)$ и знаменателя $den(i\omega)$ частотной передаточной функции $W_{appr}(i\omega) = num(i\omega)/den(i\omega)$ по результатам расчета вектора коэффициентов d_1 и d_2 в (6), представляющих точки действительной и мнимой частотных характеристик для частот, входящих в смесь (1). Расчет коэффициентов в полиномах $num(i\omega)$ и $den(i\omega)$ проводится методом наименьших квадратов для минимизации среднего квадратического отклонения модуля $W_{appr}(i\omega)$ от модуля экспериментальной оценки частотной передаточной функции объекта $W_{exper}(i\omega)$. Количество точек частот, в которых рассчитываются средние квадратические отклонения, удобно выбрать согласно количеству частот в смеси (1):

$$W_{exper}(i\omega_k) = d_{1k} + i \cdot d_{2k}, k = 1, \dots, K, \quad (9)$$

где i – мнимая единица.

Можно выбрать и большее количество частот; тогда понадобится аппроксимация действительной и мнимой частотных характеристик кубическими сплайнами по точкам d_1 и d_2 [17]. Но проверочные расчеты показали, что точность расчетов коэффициентов частотной передаточной функции при увеличении количества частот изменяется незначительно.

Далее для решения задачи параметризации используются средства автоматизации расчетов, реализованные в составе системы компьютерной математики с открытым доступом Scilab [18].

Процедура определения коэффициентов полиномов $num(i\omega)$ и $den(i\omega)$ частотной передаточной функции автоматизирована в Scilab встроенной функцией $frep2tf(f, W_{exper}(i\omega_k), degree)$. Здесь f – вектор частот с компонентами $\omega_k, k = 1, \dots, K$; $degree$ – порядок знаменателя частотной передаточной функции $W_{appr}(i\omega, degree)$, которая «претендует» на роль $W_{exper}(i\omega)$. Значение $degree$ используется в Scilab для формирования $W_{appr}(i\omega)$ с настраиваемыми коэффициентами при условии, что порядок числителя не выше порядка знаменателя.

В рекомендациях Scilab указывается, что для надежного определения коэффициентов частотной передаточной функции требуется точное значение $degree$. Наши расчеты не подтверждают необходимость наличия точного значения. Имитировался поиск значения порядка знаменателя частотной передаточной функции перебором, начиная с $degree = 1$. В ходе расчетов определялась средняя квадратическая ошибка приближения экспериментальной оценки частотной передаточной функции объекта $W_{exper}(i\omega)$ настраиваемой $W_{appr}(i\omega, degree)$ при $degree = 1, 2, \dots$, и выбиралось значение $degree^*$, при котором ошибка минимальна.

Можно отказаться от малых значений коэффициентов, если использовать Scilab-функцию $clean()$, автоматически исключающую коэффициенты, меньшие заданного абсолютного значения e_{abs} и/или меньшие заданного значения e_{rel} относительно максимального коэффициента. По умолчанию $e_{abs} = 10^{-10}$, $e_{rel} = 10^{-10}$.

Известно, что передаточная функция Лапласа по структуре совпадает с частотной передаточной функцией. Поэтому вывод результата (т. е. искомой передаточной функции с переменной Лапласа) осуществляется в Scilab автоматической заменой частотного комплекса $i\omega$ в найденной $W_{appr}(i\omega)$ на переменную Лапласа s .

Иллюстративный пример 2

Ниже описаны результаты определения передаточной функции объекта по результатам расчета значений в точках действительной и мнимой частотных характеристик, соответствующим

щих частотам, представленным в смеси (1) (эти точки представлены компонентами векторов d_1 и d_2 , рассчитанных в (6)). Исходные данные – те же, что и для иллюстративного примера 1. Результаты расчета векторов d_1 и d_2 :

$$d_1 = [0,495; 0,019; -0,119; -0,054; -0,016]^T;$$

$$d_2 = [-0,632; 0,508; 0,173; -0,031; -0,004463]^T.$$

Результаты тестировались путем сравнения с данными о теоретическом значении передаточной функции, соответствующей тестовой частотной передаточной функции (8), использованной в иллюстративном примере 1. Искомая передаточная функция Лапласа сравнивалась с тестовой передаточной функцией $W_{test}(s)$, полученной из (8) заменой частотного комплекса ($i\omega$) на переменную Лапласа:

$$W_{test}(s) = k[T_1 \cdot T_2 \cdot s^2 + (T_1 + T_2) \cdot s + 1]; T_1 = 3(\text{с}), T_2 = 2(\text{с}), k = 1. \quad (10)$$

Для учета особенностей реализации функции $frep2tf()$, преобразующей экспериментальные оценки действительной и мнимой частотных характеристик в параметризованную передаточную функцию Лапласа, компоненты вектора f частот, входящих в смесь (1), должны быть выражены в герцах. В рассматриваемом примере

$$f = [1/32; 1/16; 1/8; 1/4; 1/2]^T.$$

Ниже описана последовательность расчетов.

1. Используя значения d_1 и d_2 , находим значения экспериментальной частотной передаточной функции для каждого компонента вектора частот по формуле (10).

2. Для расчета искомой параметризованной дробно-рациональной передаточной функции Лапласа $H_{appr}(s, degree)$ необходимо задать порядок полинома – ее знаменателя. Если этот порядок неизвестен, расчеты проводятся для ряда последовательных значений $degree = 1, 2, \dots$. Условие остановки расчета указаны в п. 5 ниже. Для расчета $H_{appr}(s, degree)$ используется Scilab-функция $frep2tf()$ в матричной записи, принятой в Scilab (как и в Matlab) [19]:

$$H_{appr} = \text{clean}(frep2tf(f, d_1 + i \cdot d_2, degree), e_{abs}, e_{rel}).$$

3. Scilab-функция $\text{clean}()$ отбрасывает слагаемые полиномов числителя и знаменателя передаточной функции $H_{appr}(s, degree)$, если коэффициенты в этих слагаемых меньше заданных значений e_{abs}, e_{rel} . В данном примере $e_{abs} = 0,01, e_{rel} = 0,01$.

4. Для каждого значения $degree$ рассчитывается погрешность воспроизведения экспериментальной частотной передаточной функции $W_{exper}(i\omega)$ аппроксимирующей передаточной функцией $W_{appr}(i\omega, degree)$, которая получается из $H_{appr}(s, degree)$ заменой переменной s на частотный комплекс ($i\omega$). Процесс замены автоматизирован Scilab-функцией $repfreq()$:

$$W_{appr} = \text{repfreq}(H_{appr}, f).$$

В качестве погрешности выбрана средняя квадратическая ошибка $error_{degree}$:

$$error_{degree} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (|W_{appr}(i\omega_k, degree)| - |W_{exper}(i\omega_k)|). \quad (11)$$

5. После того как для некоторого $degree^*$ значение $error_{degree}$ становится минимальным или знаменатель расчетной $H_{appr}(s, degree)$ получается знакопеременным, расчет заканчивается. Значение $H_{appr}(s, degree^*)$ принимается в качестве искомой дробно-рациональной передаточной функции Лапласа.

Результаты расчета $H_{appr}(s, degree)$ в рассматриваемом примере:

$$degree = 1: H_{appr}(s, 1) = (-0,34 \cdot s + 1,217)/(5,816 \cdot s + 1); error_1 = 0,193;$$

$$degree = 2: H_{appr}(s, 2) = 1,000226/(6,030583 \cdot s^2 + 4,9986741 \cdot s + 1);$$

$$error_2 = 0,0003734;$$

$$degree = 3: H_{appr}(s, 3) = (-0,437 \cdot s + 1,192)/(-2,668 \cdot s^3 + 4,97 \cdot s^2 + 5,517 \cdot s + 1,192);$$

$$error_3 = 0,0003814. \quad (12)$$

При значении $degree = 3$ знаменатель $H_{appr}(s, 3)$ знакопеременный, т. е. расчетная передаточная функция соответствует неустойчивому процессу, что противоречит исходному предположению об устойчивости. Для $degree = 2$ погрешность минимальна, соответственно, в качестве искомой передаточной функции принимаем

$$H_{appr}(s, 2) = 1,000226 / (6,030583 \cdot s^2 + 4,9986741 \cdot s + 1). \quad (13)$$

Для сравнения: тестовая передаточная функция (9) с параметрами $T_1 = 3$ (с), $T_2 = 2$ (с), $k = 1$ имеет вид $H_{test}(s) = 1 / [6 \cdot s^2 + 5 \cdot s + 1]$. Значения коэффициентов передаточной функции $H_{appr}(s, 2)$ близки к значениям коэффициентов тестовой передаточной функции.

На рис. 7 (графики *a* и *б*) иллюстрируется практическое совпадение реакций объектов расчетной и тестовой передаточных функций на единичное входное воздействие.

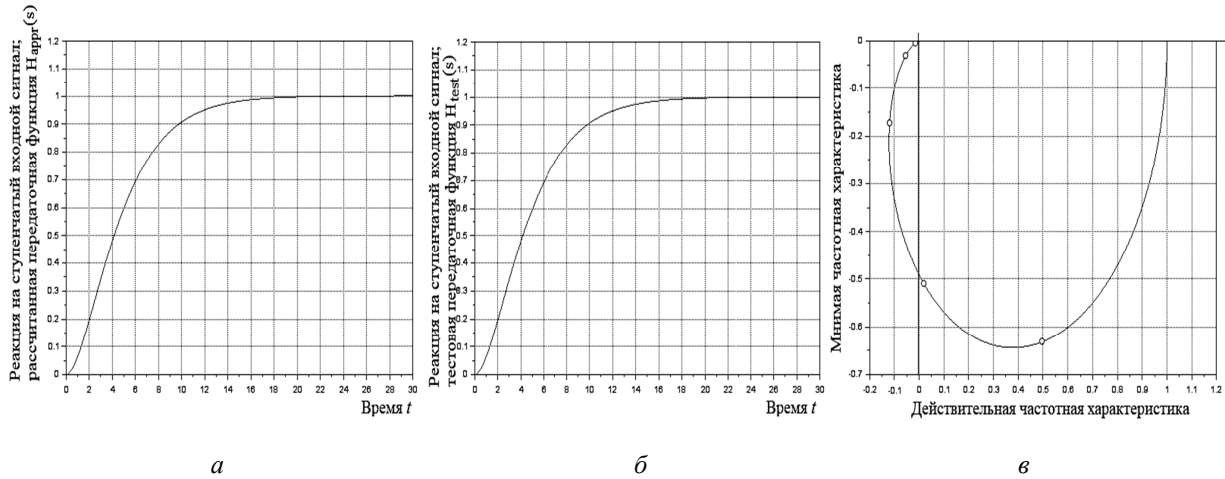


Рис. 7. Реакция объекта с рассчитанной ПФ $H_{appr}(s, 2)$ (*a*); реакция объекта с тестовой ПФ $H_{test}(s)$ (*б*); амплитудно-фазовая характеристика объекта с рассчитанной ПФ $H_{appr}(s, 2)$ (сплошная линия) и расчетные точки частотных характеристик (показаны маркерами) (*в*)

Результаты расчета АФХ по передаточной функции $H_{appr}(s, 2)$ показаны на рис. 7, *в* сплошной линией. Маркерами показаны точки экспериментальных частотных характеристик (компоненты векторов d_1 и d_2). Иллюстрируется незначительное влияние неточностей определения параметров передаточной функции на рассчитываемые зависимости.

Иллюстративный пример 3

Параметры – те же, что в *иллюстративном примере 2*. Оценка передаточной функции при значении $degree < degree^*$ может быть полезна для управления процессом высокого порядка за счет использования управляющих воздействий, рассчитанных для процесса пониженного порядка (рис. 8).



Рис. 8. Управление с использованием модели пониженного порядка

Система управления предназначена для управления выходом объекта с передаточной функцией (12), знаменатель которой является полиномом 2-го порядка ($degree = 2$). Управляющие воздействия формируются в контуре управления моделью пониженного порядка с $degree = 1$, знаменатель которой – такой же, как в $H_{appr}(s, 1)$ (11), а числитель совпадает с числителем $H_{appr}(s, 2)$.

В контуре управления используется пропорционально-интегральный ПИ-регулятор, настроечные параметры которого выбраны из условия получения 20 % перерегулирования на выходе контура с обратной связью.

Для того чтобы выход модели с $degree = 2$ совпадал с выходом контура для модели с $degree = 1$, в структуре системы предусмотрено звено, компенсирующее различия в передаточных функциях («компенсатор различий моделей» на рис. 8 с передаточной функцией $H_{comp}(s)$):

$$H_{comp}(s) = H_{appr}(s, 1)^{-1} \cdot H_{appr}(s, 2).$$

Несмотря на то, что в (13) входит обратный оператор, соответствующий передаточной функции $H_{appr}(s, 1)$, порядок числителя $H_{comp}(s)$ ниже порядка знаменателя, поэтому условие физической реализуемости компенсатора не нарушается.

Цель управления с использованием модели пониженного порядка – использовать более «агрессивные» настройки параметров ПИ-регулятора и за счет этого повысить быстродействие системы управления, а также устранить колебательность. Если использовать те же настройки в контуре с объектом более высокого порядка, в системе возникнут колебательные процессы вплоть до неустойчивости. На рис. 9, а показаны результаты использования управляющих воздействий, сформированных в системе с моделью пониженного порядка, для управления объектом более высокого порядка.

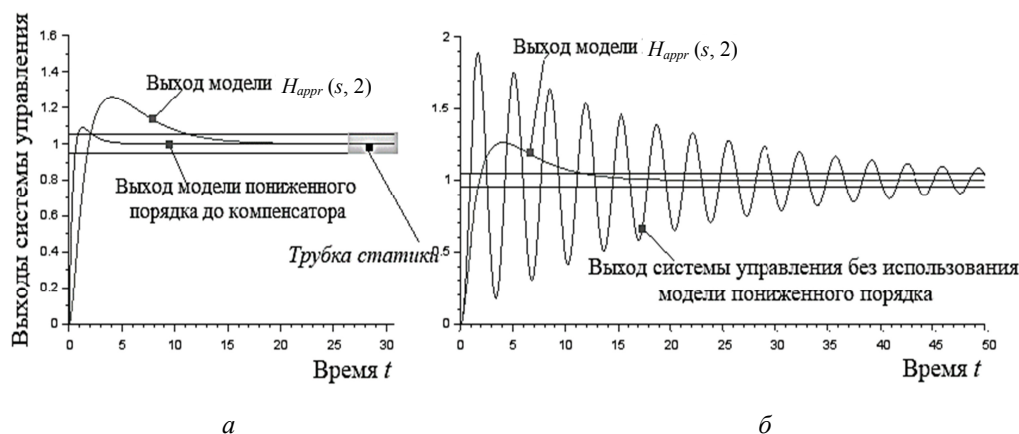


Рис. 9. Сравнение графиков отработки единичного ступенчатого задающего воздействия в системе рис. 8 (а) и в системе без использования модели пониженного порядка (б)

Задающее воздействие (единичная ступенчатая функция) обрабатывается с высоким быстродействием, процесс отработки апериодический. При переносе настроек ПИ-регулятора в систему управления без использования модели пониженного порядка процесс становится колебательным (рис. 9, б), время переходного процесса затягивается.

Структурная схема рис. 8 является идеализированной и на практике не может быть использована: неконтролируемые возмущения, действующие на выход модели $H_{appr}(s, 2)$, не учитываются контуром управления с моделью пониженного порядка, поэтому система управления их не подавляет [20].

Более работоспособная структура системы управления показана на рис. 10.

$$H_{appr}(s), degree = 2$$

Рис. 10. Система управления с использованием модели пониженного порядка и с внешней обратной связью

Если возмущающее воздействие отсутствует, выход модели с $H_{appr}(s, 2)$ совпадает с выходом контура модели пониженного порядка (естественно, при фактических значениях параметров, совпадающих с расчетными). Единственной причиной различий в значениях выходных сигналов являются возмущающие воздействия. По разности сигналов выходов с моделями $H_{appr}(s, 2)$ и $H_{appr}(s, 1)$ можно косвенно судить о значениях неконтролируемых возмущений.

Если эта разность не равна нулю, в системе корректируется задающее воздействие для контура с моделью пониженного порядка за счет действия внешней обратной связи. На рис. 11, а иллюстрируется отсутствие реакции системы управления на неконтролируемое возмущение, в результате чего теряется эффект обработки задающего воздействия.

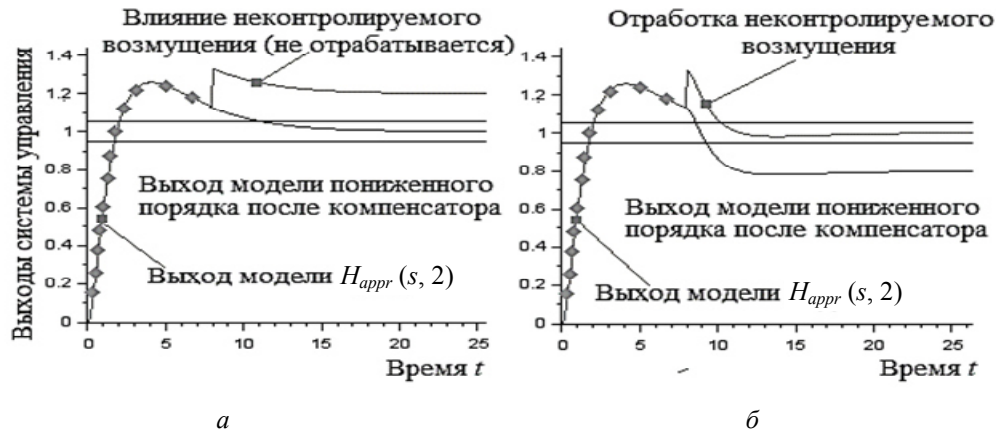


Рис. 11. Иллюстрация влияния неконтролируемого возмущения на выход модели $H_{appr}(s, 2)$: отсутствие реакции на возмущение в идеализированной схеме рис. 8 (а) и обработка возмущения в схеме рис. 10 (б)

На рис. 11, б иллюстрируется действие внешней обратной связи: при появлении возмущения занижается задающее воздействие для контура с моделью пониженного порядка.

До момента внесения возмущения выходы модели $H_{appr}(s, 2)$ и контура с моделью пониженного порядка совпадают. После нанесения возмущения обработка задающего воздействия достигается только в системе с внешней обратной связью (рис. 11, б).

Обработка задающего воздействия обеспечивается совместным влиянием корректировки задающего воздействия и неконтролируемого возмущения.

Выводы

1. Описан способ ускоренной оценки частотных свойств объекта управления, основанный на обработке данных о реакции объекта на гармонический сигнал в форме смеси синусоидальных составляющих.
2. Приведен пример оценки устойчивости замкнутой системы управления при неполной информации о модели объекта.
3. Рассмотрен способ параметрической идентификации передаточной функции объекта по результатам ускоренной оценки частотных свойств объекта.
4. Приведен пример использования промежуточных результатов параметрической идентификации для построения работоспособных систем управления с использованием моделей пониженного порядка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бесекерский В. А. Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 2003. С. 752.
2. Brunton S. L., Kutz L. N. Linear Control Theory // Data Driven Science & Engineering: Machine Learning, Dynamical Systems, and Control. Cambridge University Press, 2019. P. 323–375. DOI:10.1017/9781108380690.009.
3. Бобцов А. А. Линейные системы автоматического управления. СПб.: Изд-во СПбГИТМО (ТУ), 2001. С. 245.
4. Bamieh B., Giarr'e L. Identification of linear parameter varying models // International Journal of Robust and Nonlinear Control. 2002. P. 841–853.
5. Ким Д. П. Теория автоматического управления. М.: Физматлит, 2003. Т. 1. Линейные системы. С. 312.

6. *Becker R., King R., Petz R., Nitsche W.* Adaptive closed-loop control on a high-lift configuration using extremum seeking // *AIAA Journal*. 2007. N. 45 (6). P. 1382.
7. *Blanchini F.* The gain scheduling and the robust state feedback stabilization problems // *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*. 1999. V. 2. P. 1821–1826.
8. *Ицкович Э. Л.* Конкурентоспособность российских производителей контроллеров на рынке средств автоматизации производства // *Промышленные контроллеры АСУ*. 2008. № 2. С. 4–10.
9. *Алешин И. Ю., Сычева А. В., Агишева Д. К.* Интерполяция неизвестных функций кубическими сплайнами // *Современные наукоемкие технологии*. 2014. № 5-2. С. 188–189.
10. *Westenskow D. R.* Adaptive Closed-Loop Control of End-Tidal Concentrations of Volatile Agents // *Control and Automation in Anaesthesia*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1995. 281 p.
11. *Shamma J., Athans M.* Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter varying plants // *Automatica*. 1991. P. 559–564.
12. *Stringer J.* Linear Control Theory // *Hydraulic Systems Analysis*. London: Macmillan, 1976. 173 p.
13. *Nemani M., Ravikanth R., Vamieh B.* Identification of linear parametrically varying systems // *In Proceedings of the 34th IEEE Control and Decision Conference (New Orleans, Louisiana, December 1995)*. V. 3. P. 2990–2995.
14. *Мирошник И. В.* Теория автоматического управления. Линейные системы. СПб.: Питер, 2005. С. 336.
15. *Егупов Н. Д.* Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 3 т. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2000. Т. 3. 748 с.
16. *Shamma J., Xiong D.* Set-valued methods for linear parameter varying systems // *Automatica*. 1999. V. 35. P. 1081–1089.
17. *Stephen L., Campbell J.-P., Chancelier R.* Modeling and simulation Scilab/Scicos with ScicosLab 4.4. Springer Verlag, 2006. 309 p.
18. *Андреевский Б. Р., Фрадков А. Л.* Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке. СПб.: Наука, 1999. С. 467.
19. *Schaub H., Akella M. R., Junkins J. L.* Adaptive Realization of Linear Closed-Loop Tracking Dynamics in the Presence of Large System Model Errors // *Journal of the Astronautical Sciences*. 2000. N. 48 (4). P. 537–551.
20. *Цыпкин Я. З., Поляк Б. Г.* Робастная устойчивость линейных дискретных систем // *Докл. АН СССР*. 1991. Т. 316, № 4. С. 842–846.

Статья поступила в редакцию 26.07.2021

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Елена Георгиевна Крушель – канд. техн. наук, профессор; профессор кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления; Камышинский технологический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета; Россия, 403874, Камышин; elena-krushel@yandex.ru.

Екатерина Сергеевна Потафеева – студент, специальность автоматизированные системы обработки информации и управления; Камышинский технологический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета; Россия, 403874, Камышин; arinka600@mail.ru.

Татьяна Петровна Огар – старший преподаватель кафедры «Автоматизированные системы обработки информации и управления»; Камышинский технологический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета; Россия, 403874, Камышин; ogar@kti.ru.

Илья Викторович Степанченко – д-р техн. наук, доцент; директор; Камышинский технологический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета; Россия, 403874, Камышин; stilvi@mail.ru.

Иван Михайлович Харитонов – канд. техн. наук, доцент; доцент кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления; Камышинский технологический институт (филиал) Волгоградского государственного технического университета; Россия, 403874, Камышин; wisdom_monk@mail.ru.



**POSSIBILITIES OF CYBER-PHYSICAL APPROACH TO STUDYING
FREQUENCY PROPERTIES OF CLOSED SYSTEM
WITH INCOMPLETE INFORMATION ABOUT CONTROL OBJECT MODEL**

E. G. Krushel, E. S. Potafeeva, T. P. Ogar, I. V. Stepanchenko, I. M. Kharitonov

*Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University,
Kamyshin, Volgograd region, Russian Federation*

Abstract. The article considers a method of reducing the time spent on the experimental study of the frequency properties of an object with an unknown mathematical model by using the cyber-physical approach to the automation of the experiment. Nonparametric estimates of unknown frequency characteristics of an object are received from experimental data on the reaction of the object's output to the input harmonic signal in the form of a mixture of sinusoidal signals of different frequencies. To divide the output signal into components corresponding to each frequency, a computer technology is used that implements an optimization procedure for finding the values of both real and imaginary frequency characteristics, according to the frequencies represented in the harmonic input signal. The method is also suitable for accelerated evaluation of the frequency characteristics of an object with an unknown delay. There are considered the aspects of frequency properties estimation in the problem of closed system stability analysis, which is supposed to control an object with incomplete information about its model using a series-connected proportional-integral controller. The results of quick estimating the frequency characteristics of the object are used to identify the parameters of its transfer function. To solve the parameterization problem, there are used automation tools for calculating the transfer function according to data on the points of frequency characteristics implemented as part of the open-access computer mathematics system Scilab. There is given an example illustrating the possibilities of developing a control system using a reduced-order object model, as one of the applications of the results of parametric identification of the transfer function

Key words: control object, amplitude-phase characteristic, nonparametric estimates, frequency characteristics of the object, input and output signals, closed system stability, Scilab.

For citation: Krushel E. G., Potafeeva E. S., Ogar T. P., Stepanchenko I. V., Kharitonov I. M. Possibilities of cyber-physical approach to studying frequency properties of closed system with incomplete information about control object model. *Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Science and Informatics*. 2021;4:21-34. (In Russ.) DOI: 10.24143/2072-9502-2021-4-21-34.

REFERENCES

1. Besekerskii V. A. *Teoriia sistem avtomaticheskogo upravleniia* [Theory of automatic control systems]. Saint-Petersburg, Professii Publ., 2003. P. 752.
2. Brunton S. L., Kutz L. N. *Linear Control Theory. Data Driven Science & Engineering: Machine Learning, Dynamical Systems, and Control*. Cambridge University Press, 2019. Pp. 323-375. DOI:10.1017/9781108380690.009.
3. Bobtsov A. A. *Lineinye sistemy avtomaticheskogo upravleniia* [Linear systems of automatic control]. Saint-Petersburg, Izd-vo SPbGITMO (TU), 2001. P. 245.
4. Bamieh B., Giarr'e L. Identification of linear parameter varying models. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2002. Pp. 841-853.
5. Kim D. P. *Teoriia avtomaticheskogo upravleniia* [Theory of automatic control]. Moscow, Fizmatlit Publ, 2003. Vol. 1. Lineinye sistemy. P. 312.
6. Becker R., King R., Petz R., Nitsche W. Adaptive closed-loop control on a high-lift configuration using extremum seeking. *AIAA Journal*, 2007, no. 45 (6), pp. 1382.
7. Blanchini F. The gain scheduling and the robust state feedback stabilization problems. *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, 1999, vol. 2, pp. 1821-1826.
8. Itskovich E. L. Konkurentosposobnost' rossiiskikh proizvoditelei kontrollerov na rynke sredstv avtomatizatsii proizvodstva [Competitiveness of Russian manufacturers of controllers in production automation market]. *Promyshlennye kontrollery ASU*, 2008, no. 2, pp. 4-10.
9. Aleshin I. Iu., Sycheva A. V., Agisheva D. K. Interpoliatsiia neizvestnykh funktsii kubicheskimi splainami [Interpolation of unknown functions by cubic splines]. *Sovremennye naukoemkie tekhnologii*, 2014, no. 5-2, pp. 188-189.
10. Westenskow D. R. Adaptive Closed-Loop Control of End-Tidal Concentrations of Volatile Agents. *Control and Automation in Anaesthesia*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1995. 281 p.

11. Shamma J., Athans M. Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter varying plants. *Automatica*, 1991, pp. 559-564.
12. Stringer J. *Linear Control Theory. Hydraulic Systems Analysis*. London, Macmillan, 1976. 173 p.
13. Nemani M., Ravikanth R., Bamieh B. Identification of linear parametrically varying systems. *In Proceedings of the 34th IEEE Control and Decision Conference (New Orleans, Louisiana, December 1995)*, vol. 3, pp. 2990-2995.
14. Miroshnik I. V. *Teoriia avtomaticheskogo upravleniia. Lineinye sistemy* [Theory of automatic control. Linear systems]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2005. P. 336.
15. Egupov N. D. *Metody klassicheskoi i sovremennoi teorii avtomaticheskogo upravleniia: uchebnik v 3 tomakh* [Methods of classical and modern theory of automatic control: textbook in 3 volumes]. Moscow, Izd-vo MGTU im. Bauman, 2000. Vol. 3. 748 p.
16. Shamma J., Xiong D. Set-valued methods for linear parameter varying systems. *Automatica*, 1999, vol. 35, pp. 1081-1089.
17. Stephen L., Campbell J.-P., Chancelier R. *Modeling and simulation Scilab/Scicos with ScicosLab 4.4*. Springer Verlag, 2006. 309 p.
18. Andrievskii B. R., Fradkov A. L. *Izbrannye glavy teorii avtomaticheskogo upravleniia s primerami na iazyke* [Selected chapters of theory of automatic control with examples in language]. Saint-Petersburg, Nauka Publ., 1999. P. 467.
19. Schaub H., Akella M. R., Junkins J. L. Adaptive Realization of Linear Closed-Loop Tracking Dynamics in the Presence of Large System Model Errors. *Journal of the Astronautical Sciences*, 2000, no. 48 (4), pp. 537-551.
20. Tsytkin Ia. Z., Poliak B. G. Robastnaia ustoichivost' lineinykh diskretnykh sistem [Robust stability of linear discrete systems]. *Doklady AN SSSR*, 1991, vol. 316, no. 4, pp. 842-846.

The article submitted to the editors 26.07.2021

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Elena G. Krushel – Candidate of Technical Sciences, Professor; Professor of the Department of Automated Systems of Data Processing and Control; Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University; Russia, 403874, Kamyshin; elena-krushel@yandex.ru.

Ekaterina S. Potafeeva – Student, Speciality “Automated Systems of Data Processing and Control”; Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University; Russia, 403874, Kamyshin; arinka600@mail.ru.

Tatyana P. Ogar – Senior Lecturer of the Department of Automated Systems of Data Processing and Control; Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University; Russia, 403874, Kamyshin; ogar@kti.ru.

Ilya V. Stepanchenko – Doctor of Technical Sciences, Assistant Professor; Director; Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University; Russia, 403874, Kamyshin; stilvi@mail.ru.

Ivan M. Kharitonov – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor; Assistant Professor of the Department of Automated Systems of Data Processing and Control; Kamyshin Technological Institute, branch of Volgograd State Technical University; Russia, 403874, Kamyshin; wisdom_monk@mail.ru.

