УДК 681.513
DOI: 10.26467/2079-0619-2020-23-1-95-105

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЛОКАЛИЗАЦИИ ДЛЯ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ РОБАСТНОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ СЕРВОПРИВОДА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.А. САНЬКО[1], А.А. ШЕЙНИКОВ[2], Т.А. ТИЩЕНКО[1], Д.А. СМОЛЬСКИЙ[1]
[1] Белорусская государственная академия авиации, г. Минск, Беларусь
[2] Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, Беларусь

Рассмотрена задача управления типовым нелинейным сервоприводом беспилотного летательного аппарата с нестационарными параметрами с помощью робастного ПИД-регулятора. Рассмотрена процедура расчета параметров робастного ПИД-регулятора, основанного на методе локализации (далее – МЛ ПИД-регулятор), для непрерывных и дискретных систем управления. Рассмотрено влияние возмущающих факторов (внутренних и внешних), действующих на параметры сервопривода. Установлено, что к основным возмущениям, действующим на сервопривод, относятся внутренние возмущения, представляющие собой изменения постоянной времени и его коэффициента усиления от температуры окружающей среды и качества питающего напряжения. Проведенное моделирование в классе линейных и нелинейных непрерывных систем показало, что сервопривод с МЛ ПИД-регулятором имеет свойство робастности в рабочем диапазоне изменения как входного сигнала, так и параметров сервопривода и регулятора. Приведены результаты моделирования, демонстрирующие полученные результаты. При описании сервопривода с МЛ ПИД-регулятором в классе линейных дискретных систем, его робастность ограничена узким диапазоном изменения как его нестационарных параметров, так и периодом квантования входного сигнала. По мере увеличения степени неопределенности в параметрах сервопривода (приближения к рабочему диапазону их изменения), дискретная система теряет не только робастность, но и устойчивость. Приведены результаты моделирования, демонстрирующие полученные результаты. Для синтеза робастных контуров управления беспилотным летательным аппаратом с заданными характеристиками представлены математические зависимости времени установления и статической ошибки типового сервопривода с МЛ ПИД-регулятором от периода квантования входного сигнала и степени неопределенности в его параметрах.

Ключевые слова: система управления, сервопривод, робастный ПИД-регулятор, переходной процесс, метод локализации.

ВВЕДЕНИЕ

Задача синтеза систем управления беспилотного летательного аппарата (далее – БЛА) характеризуется сложностью их математических моделей и наличием существенных ограничений и возмущений. К основным ограничениям можно отнести ограничения, обусловленные нелинейностью элементов сервопривода (далее – СП), входящего в состав автопилота, а к возмущениям – наличие некоторой степени параметрической неопределенности в параметрах [1, 2]. В настоящее время широкое распространение в сложных многосвязных нелинейных робастных системах получили: ПИД-регулятор (самый простой по вычислительным затратам и распространённый в практике), гауссовский линейно-квадратичный регулятор (*Gaussian-LQG*) [3], H_∞-управление по подходу смешанной чувствительности и ее модификации [4, 5], управление с учетом внутренней модели (*internal-model control-IMC*) [6], регуляторы, основанные на идее “сильной” обратной связи [7] и т.д. Несмотря на современные достижения в теории робастного управления, популярной стратегией управления на практике по-прежнему остается ПИД-регулятор. По оценкам экспертов, его использование в системах управления достигает более 95 % [8]. В работах [9, 10] представлен метод МЛ, основанный на организации в замкнутой системе специального “быстрого” контура, в котором локализуются: неконтролируемые внешние возмущения, нестационарности параметров объекта и его нелинейность характеристик путем использования ПИД-регулятора и специального фильтра. Таким образом, проведение исследо-

ваний по эффективности использования метода МЛ для системы “сервопривод БЛА и ПИД-регулятор”, работающей в широком диапазоне динамических нагрузок и температуры, является актуальной задачей.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Будем рассматривать задачу управления СП, который является линейным объектом второго порядка (рис.1). Параметры модели: $T_э$ = 0,2 [с] (постоянная электрическая времени); $К_m$= 0,027 (коэффициент пропорциональности между электромагнитным моментом и током якоря, называемый постоянной момента двигателя); $К_w$ = 0,027 (постоянная ЭДС двигателя); $К_р$ = 193 (коэффициент редуктора); $J_н$ = 6,5595·10^{-7} [кг·м^2] (момент инерции нагрузки за редуктором); B_t = 0,132 (коэффициент вязкого трения); $R_я$ = 4,37 [Ом] (сопротивление якорной обмотки).

Передаточная функция СП имеет вид:

$$W_{сп}(p) = \frac{a_2}{p^2+a_1p+a_2} = \frac{2500}{p^2+234.5p+2500}. \quad (1)$$

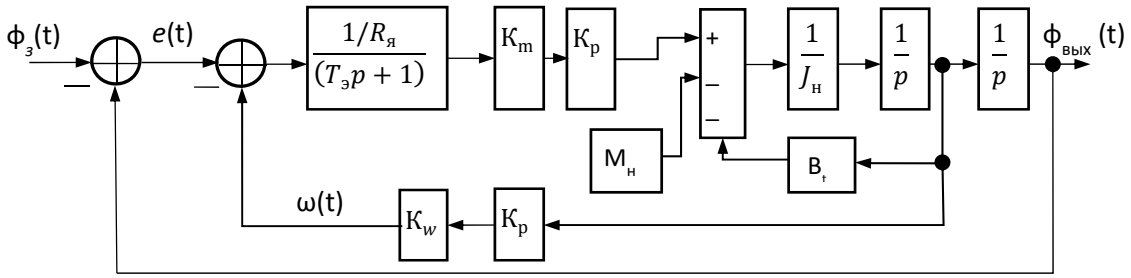

Рис. 1. Линейная модель СП
Fig. 1. Linear model of servomotor

В качестве системы управления выступает ПИД-регулятор, имеющий закон управления:

$$\varphi_з(t) = K_П \cdot e(t) + K_И \int_0^t e(t)\,dt + K_Д \frac{d}{dt} e(t).$$

Требования к качеству переходных процессов в системе задаются в виде эталонной передаточной функции:

$$W_э(p) = \frac{b_2}{p^2+b_1p+b_2}. \quad (2)$$

Необходимо определить параметры регулятора, обеспечивающего в системе свойства, соответствующие эталонной передаточной функции (2), и независимость от нестационарных параметров СП и ПИД-регулятора. Основные нестационарные параметры СП и ПИД-регулятора:

– изменение резистивного сопротивления якорной обмотки двигателя постоянного тока СП и сопротивлений резисторов, реализующих ПИД-регулятор в зависимости от изменения температуры окружающей среды:

$$R_я = 1 + \alpha(T_{15} - T_т),$$

где α – температурный коэффициент (для меди – 0,004); $T_т$ – текущая температура;

– изменение коэффициента вязкого трения – B_t в подшипнике СП (смазывающие свойства силиконовой смазки от $T_т$ изменяются в пределах 3-5 % [11]);

– изменение величины емкости конденсаторов, участвующих в реализации интегральной и дифференциальной составляющей ПИД-регулятора, до ± 15 %, при (- 55 < $T_т$ < 125^{0}С) и изменение его емкости от величины приложенного напряжения. Например, при изменении величины приложенного напряжения на 10 %, изменение емкости конденсатора может достигать до 30 % [12].

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Опишем МЛ ПИД-регулятор, как [9]:

$$W_{пид}(p) = \frac{(K_Д+K_П T_{пид})p^2+(K_П+K_И T_{пид})p+K_И}{(1+T_{пид}p)p} = \frac{К(p^2+b_1+b_2)}{(1+T_{сп}p)p};$$
$$К = (K_Д + K_П T_{пид}); \quad b_1 = \frac{K_П+K_И T_{пид}}{K_Д+K_П T_{пид}}; \quad b_2 = \frac{K_И}{K_Д+K_П T_{пид}}, \tag{3}$$

где b_1, b_2 – параметры эталонной передаточной функции (2).

Передаточная функция системы (рис.2) имеет вид:

$$W_{сис}(p) = \frac{W_{пид}(p)W_ж(p)W_{сп}(p)}{1+W_{пид}(p)W_{сп}(p)}. \tag{4}$$

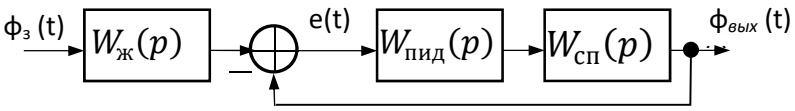

Рис. 2. Схема системы с МЛ ПИД-регулятором
Fig. 2. System scheme with a LM PID controller

Целью синтеза робастной системы является выбор таких параметров регулятора, которые удовлетворяли бы требованиям к точности регулирования, времени установления и обеспечивали ее нечувствительность к внешним и внутренним возмущениям. Предлагается использовать следующую процедуру расчета коэффициентов МЛ ПИД-регулятора [11, 12]:

1. Исходя из требований к ошибке регулирования, рассчитывается коэффициент усиления регулятора по соотношению: $K{\cdot}K_{сп} \geq$ (20…100), что соответствует статической ошибки $e \leq$ (0,05…0,01) [9].

2. Выбирается численное значение постоянной времени дифференцирующего звена – $T_{сп}$, примерно на порядок меньше постоянной времени эталонной передаточной функции.

3. Значения коэффициентов регулятора рассчитываются на основе соотношений (3) в виде: $K_и = K{\cdot}b_2$; $K_п = K{\cdot}b_1 - K_и{\cdot}T_{пид}$; $K_д = K - K_п{\cdot}T_{пид}$.

Пример. Для СП с передаточной функцией (1) необходимо рассчитать робастный ПИД-регулятор, обеспечивающий: время установления: $t_у \leq$ 0,15 [с], статическая ошибка: $e_у \leq$ (0,05…0,01) [град]. Указанным требованиям соответствует эталонная передаточная функция:

$$W_э(p) = \frac{3000}{p^2+100p+3000}. \tag{5}$$

Параметры модели СП вследствие своей не стационарности могут изменяться: a_1 на ± 15 %, а a_2 на ± 10 % от своего номинального значения. Рассчитанные параметры регулятора

при выбранных значениях: K = 50 и $T_{пид}$ = 0,005: $K_и$ = 15000; $K_п$ = 4250; $K_д$ = 28,75. Передаточная функция системы (4):

$$W_{сис}(p) = \frac{2.156e08p^2 + 3.188e10p + 1.125e12}{p^5 + 7.221e04p^4 + 1.784e07p^3 + 1.654e09p^2 + 6.938e10p + 1.125e12}. \quad (6)$$

Результаты моделирования представлены на рис.3 - 4. Как видно из рис.3, желаемый переходной процесс системы и переходной процесс системы с МЛ ПИД-регулятором совпали. На (рис.4, *а*) представлены результаты влияния изменения параметров СП – a_1, a_2 (далее – Δа), на выходной сигнал системы с МЛ ПИД-регулятором. Поскольку разработанный регулятор имеет достаточно большой коэффициент усиления, то влияние данных параметров не значительно, менее 1 %. Запас по фазе системы (6) изменяется в диапазоне от 66,7 до 68,4 *dB*. Без использования предложенной схемы компенсации, Δа оказывает значительное влияние на качество переходного процесса системы (1), более 50 % (рис.4, *б*).

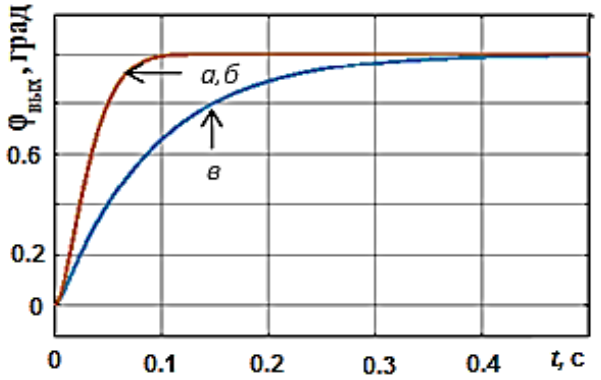

Рис. 3. Переходные процессы:
а – система (5); *б* – система (6); *в* – система (1)
Fig. 3. Transition processes:
a – system (5); *b* – system (6); *c* – system (1)

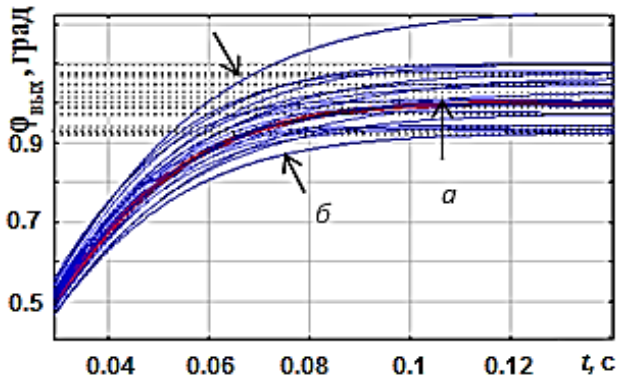

Рис. 4. Вариация переходных процессов, при Δа на 15 %: *а* – система (6); *б* – система (5)
Fig. 4. Transition processes variation under Δa and 15 %: *a* – system (6); *b* – system (5)

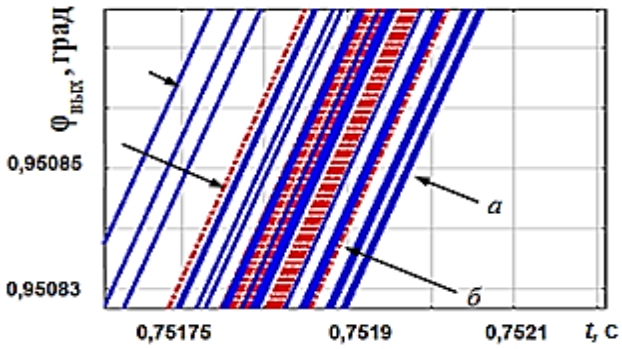

Рис. 5. Вариация переходных процессов системы (6), при изменении параметров:
а – СП и МЛ ПИД; *б* – только СП
Fig. 5. Transition processes variation of system (6), under the parameters changing:
a – SM and LM PID; *b* – only SM

На рис. 5 представлены переходные процессы системы (6) в случае отклонений параметров как робастного МЛ ПИД-регулятора (± 15 %), так и параметров СП на 10-15 % от номинального значения. Как видно из рис.5, в случае небольших отклонений параметров МЛ ПИД-регулятора качество переходных процессов системы изменилось незначительно, не более 1 %.

На рис. 6 представлена нелинейная модель СП. Основные нелинейности СП: зона нечувствительности сервопривода, возникающая из-за погрешности резистора обратной связи: Δ = ± 0,3 [град] (блок 4); люфт в пределах ± 5 [угл. мин] (блок 3); время реакции сервопривода – 20 [мс] (блок 2); максимальный угол отклонения стабилизатора – 15 [град] (блок 5).

Результаты моделирования нелинейной модели представлены на рис. 7, 8. Полученные результаты показывают (рис.7, 8), что качество переходного процесса системы (6) остаются в указанной области в рабочем диапазоне характеристик нелинейного СП. При входном сигнале, примерно равному параметру зоны нелинейности СП, система (6) также устойчива за исключением небольших автоколебаний на переходном режиме в контуре стабилизации угловой частоты. Статическая ошибка системы (6) тоже в допуске.

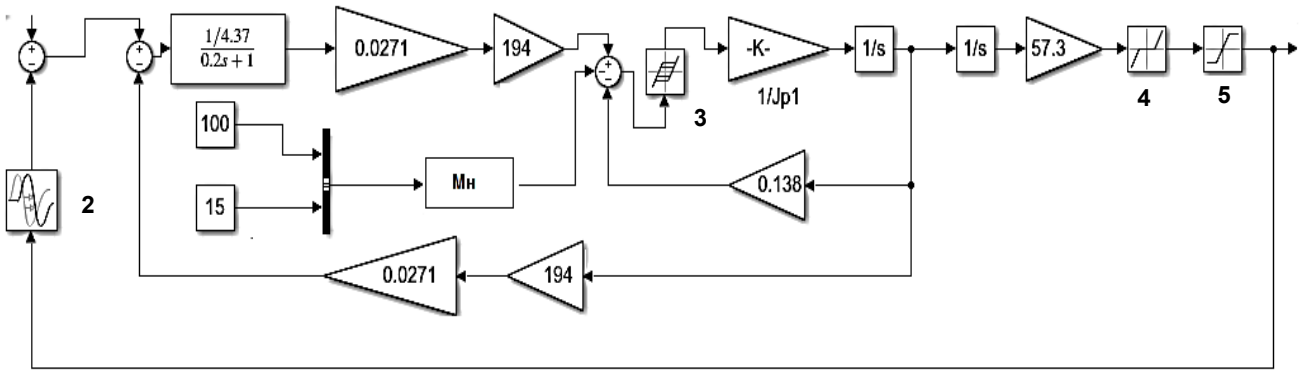

Рис. 6. Нелинейная модель СП
Fig. 6. Nonlinear model of servomotor

Результаты моделирования на качество переходного процесса и величину ошибки системы (6) на внешние и внутренние возмущения представлены на рис. 9, 10. К внешним возмущениям отнесем момент аэродинамической нагрузки, а к внутренним – шумы в канале управления. Величина момента аэродинамической нагрузки, действующего на СП через руль высоты [13]:

$$M_{\text{н}} = \left(\frac{\rho V^2}{2} \cdot S_{\text{эф}} \cdot 0{,}005 \cdot \varphi_{max} \cdot\ b\right)/i,$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь руля высоты (0,015 м^2); b – хорда руля (0,05 м); ρ – плотность воздуха на заданной высоте полета; φ_{max} – максимальный угол отклонения руля высоты (15 град); i – передаточное отношение силовой проводки, равное отношению плеча качалки серво машинки к плечу кабанчика руля (1,33).

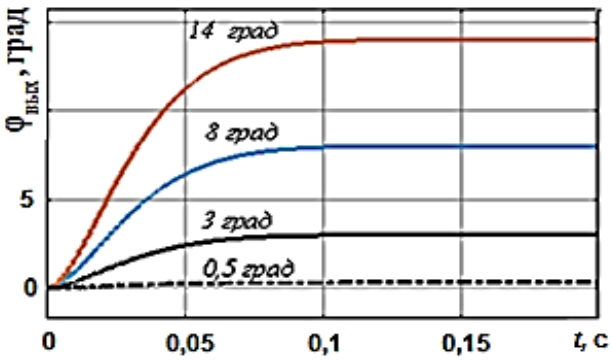

Рис. 7. Переходные процессы нелинейной системы (6), при различном уровне входного сигнала
Fig. 7. Transition processes of nonlinear system (6), under various input signal level

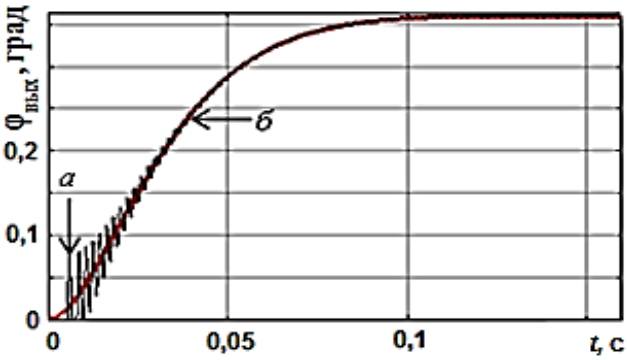

Рис. 8. Переходные процессы нелинейной (а) и линейной (б) системы (6), при входном сигнале больше на 20 % параметров блока 4 – СП
Fig. 8. Transition processes of nonlinear (a) and linear (b) system (6), under input signal level 20 % more parameters of block 4 – SM

Результаты моделирования показывают, что:

– изменение нагрузки на порядок с 0,001 [кг/м^2] до 0,9 [кг/м^2] слабо влияет на переходные процессы системы (6) по углу отклонения руля высоты (рис.9, *а*);

– в контуре угловой частоты появляются затухающие колебания (рис.9, *б*);

– амплитуда шума – $A_ш$ в контуре управления СП примерно на два порядка меньше амплитуды управляющего сигнала – $A_с$ (рис.10). Таким образом, влияние шумов в контуре управления СП на качество переходного процесса и величину ошибки системы (6) можно не учитывать. Контур управления: переменный резистор 10 кОМ → микроконтроллер типа Atmega 2560 → СП типа MG995. Питание контура осуществлялось от аккумуляторной батареи, напряжением 5,5 В.

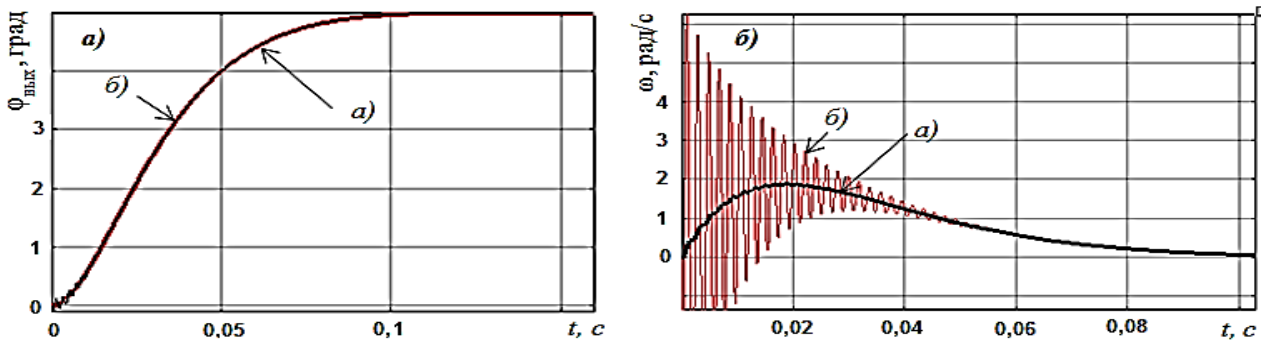

Рис. 9. Переходные процессы системы (6), при изменении высоты и скорости полета:
а – H = 0 м, V= 0 м/с; б – H = 550 м, V= 25 м/с
Fig. 9. Transition processes of system (5), under the changing of flight height and speed:
a – H = 0 m, V= 0 m/s; b – H = 550 m, V= 25 m/s

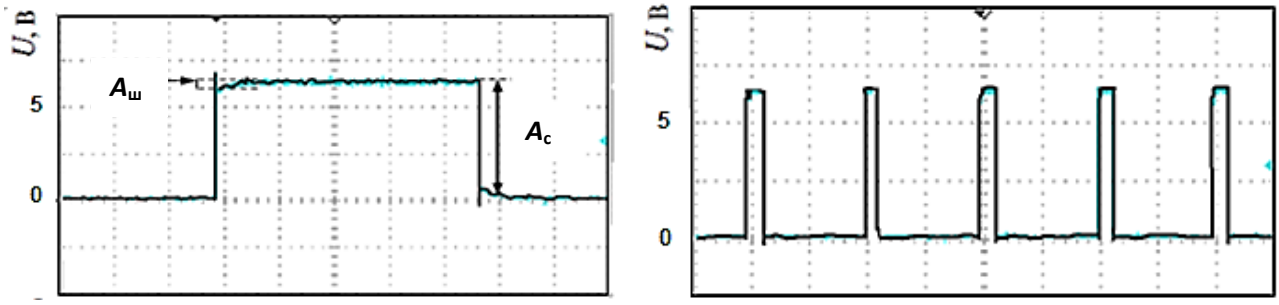

Рис. 10. Осциллограммы ШИМ управления СП типа MG995, при различной временной развертке
Fig. 10. Waveforms of SM pulse width modulation control of type MG995, under different time periods

Рассмотрим вариации переходных процессов при изменении параметров – a_1, a_2 при описании СП с МЛ ПИД-регулятором и СП с эталонной передаточной функцией в дискретном виде. Передаточные функции (2) и (4) в дискретном виде [14, 15]:

$$W_э(z) = \frac{0{,}03177\,z + 0{,}02689}{z^2 - 1{,}548z + 0{,}6065}; \tag{7}$$

$$W_{сис}(z) = \frac{0{,}03158z^4 - 0{,}0167z^3 - 0{,}0224z^2 + 0{,}01291z + 1{,}68e07}{z^5 - 2.935z^4 + 3{,}231z^3 - 1{,}581z^2 + 0{,}2899z}, \tag{8}$$

где $T_{кв}$ = 0,005 [1/с] – период квантования входного сигнала; $T_{кв} = \left(\frac{0{,}5\cdot\pi}{\omega_{ср}}\right) \le T_э$; $\omega_{ср}$ = 2680 [рад/с] – частота среза системы; $T_э$ = 0,01 [с] – постоянной времени эталонной передаточной функции.

Условия моделирования: изменение параметров a_1 и a_2, моделировалось изменением коэффициентов при *z* дискретной передаточной функции контура СП и МЛ ПИД-регулятора:

$$W_{\text{сп+пид}}(z) = \frac{z^2 - 1.386z + 0.4775}{z^3 - 1.378z^2 + 0{,}478z}.$$

Зависимости показателей качества регулирования при изменении параметров a_1 и a_2 на 2 % представлены на рис.11, 12.

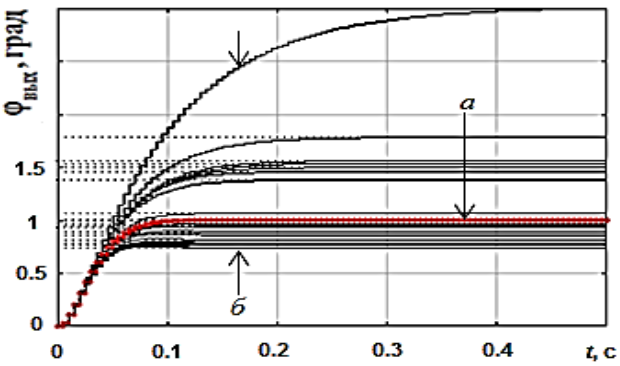

Рис. 11. Вариация переходных процессов системы (8): *а* – без изменения a_1 и a_2; *б* – Δа = 2 %
Fig. 11. Transition processes variation of system (8): *a* – without changing a_1 and a_2; *b* – Δa = 2 %

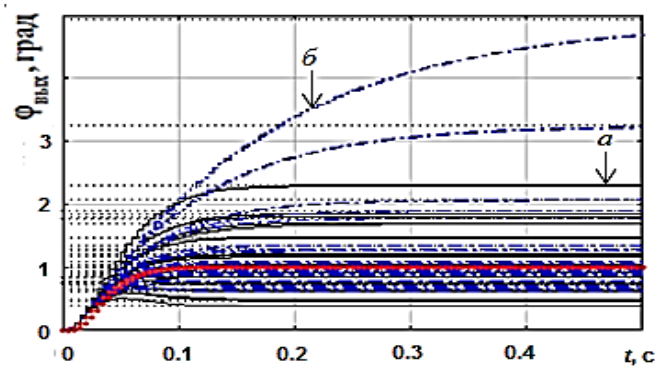

Рис. 12. Вариация переходных процессов, при: Δа = 2,5 %: *а* – система (8); *б* – система (7)
Fig. 12. Transition processes variation, under Δa = 2,5 %: *a* – system (8); *b* – system (7)

Установлено, что при неопределенности в параметрах систем (7) и (8) в 2,5 %, время установления системы (8) в среднем в 4-4,5 раза ниже, чем у системы (7). Дальнейшее увеличение величины неопределенности – Δа ≥ 3 % приводит к неустойчивости системы (7), а при Δа ≥ 5 %, система (8) также теряет устойчивость. Моделирование показало (рис.13, 14), что время установления – t_y и ошибка e_y – СП с МЛ ПИД-регулятором имеет нелинейную характеристику от $T_{\text{кв}}$.

Установлено, что для системы (8):

при периоде квантования $T_{\text{кв}} = T_{\text{ж}}$, $t_y \le 10$ % от номинального значения ($t_{\text{у}}^{\text{н}} = 0{,}08$ [с]). При $T_{\text{кв}} = 0{,}3 \cdot T_{\text{ж}}$, t_y возрастает до 2 [с]. Дальнейшее уменьшение $T_{\text{кв}}$ приводит к росту t_y до 200 % от $t_{\text{у}}^{\text{н}}$;

ошибка выходного сигнала с уменьшением $T_{\text{кв}}$, растет. При $T_{\text{кв}} = 0{,}003$ [с], $e_y = 6$ [град], при $T_{\text{кв}} = 0{,}01$ [1/с], $e_y = 0{,}14$ [град];

при Δа ≥ 5 %, дискретная система (8), обладающая запасом по фазе 67 *dB*, теряет устойчивость.

Исходя из полученных результатов (рис.13), были найдены регрессионные зависимости, описывающие зависимости $t_y = f(T_{\text{кв}}, \Delta a)$ и $e_y = f(T_{\text{кв}}, \Delta a)$, при заданных ограничениях: $[0{,}3 \cdot T_{\text{э}} \le T_{\text{кв}} \le T_{\text{э}}]$ и [1 % ≤ Δа ≤ 5 %]:

$$t_y = 14{,}374 + 2{,}42 \cdot \Delta a - 6645 \cdot T_{\text{кв}} - 0{,}97 \cdot \Delta a^2 + 835628 \cdot T_{\text{кв}}^2 + 0{,}132 \cdot \Delta a^3 - 33161706 \cdot T_{\text{кв}}^3; \quad (9)$$

$$e_y = 18{,}59 + 6{,}51 \cdot \Delta a - 7604{,}5 \cdot T_{\text{кв}} - 2{,}5 \cdot \Delta a^2 + 789007 \cdot T_{\text{кв}}^2 + 0{,}32 \cdot \Delta a^3 - 26990079 \cdot T_{\text{кв}}^3. \quad (10)$$

Для количественной проверки гипотезы об адекватности выбранных моделей (9) и (10) использовался коэффициент детерминации – R^2 [16], который составил: $R^2 = 0{,}6$ для (9) и $R^2 = 0{,}7$ для (10).

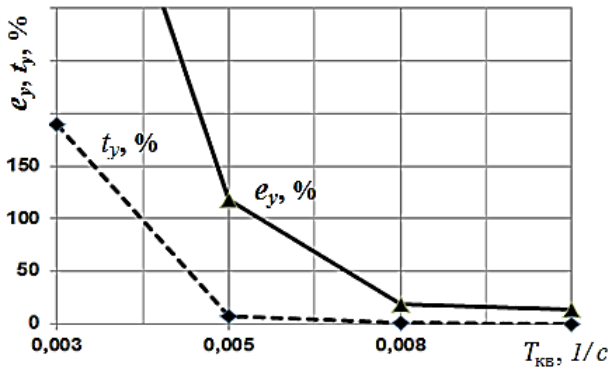

Рис. 13. Зависимости $e_y = f(T_{кв})$ и $t_y = f(T_{кв})$ для системы (8), при $\varphi_{вх}$= 1 град и Δa = 3 %, в % отношении от номинальных значений
Fig. 13. Dependencies $e_y = f(T_{кв})$ and $t_y = f(T_{кв})$ for system (8), under $\varphi_{вх}$= 1 grad and Δa = 3 %, in % relation from nominal values

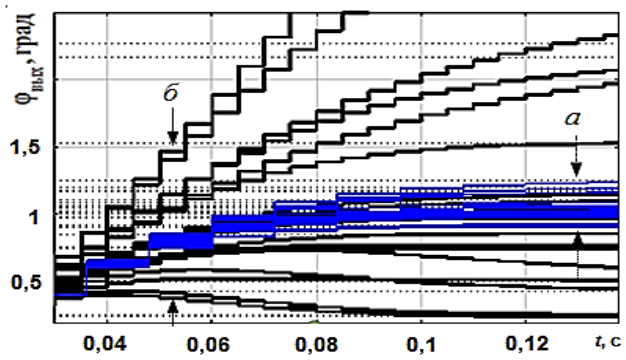

Рис. 14. Зависимости $\varphi_{вых} = f(T_{кв})$ системы (8), при $\varphi_{вх}$= 1 град и Δa = 3 %:
а – $T_{кв} =$ 0,012; *б* – $T_{кв}$= 0,005
Fig. 14. Dependencies $\varphi_{вых} = f(T_{кв})$ system (8), under $\varphi_{вх}$= 1 grad and Δa = 3 %:
a – $T_{кв} =$ 0,012; *b* – $T_{кв}$= 0,005

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали, что использование метода локализации для линейной непрерывной системы позволяет получить робастную систему с требуемым качеством переходных процессов и ошибки, в широком диапазоне изменения параметров СП, коэффициентов МЛ ПИД-регулятора и динамической нагрузки. Для дискретной системы использование метода локализации позволяет получить робастную систему только в узком диапазоне не стационарности ее параметров (не более 5 %, для системы, имеющей запас по фазе 67 *dB*). Для синтеза дискретных систем управления БЛА, построенных на основе метода локализации, получены математические зависимости, описывающие изменение времени установления и ошибки выходного сигнала от периода квантования, для СП с МЛ ПИД-регулятором. Полученные результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов контуров управления БЛА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Биард Р.У., МакЛэйн Т.У.** Малые беспилотные летательные аппараты: теория и практика. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2015. 312 с.
2. **Гриднев Ю.В., Иванов А.Г.** Робастный автопилот канала тангажа беспилотного летательного аппарата // Доклады БГУИР. 2017. № 3(105). С. 40–44.
3. **Cori R, Maffezzoni C.** Practical optimal control of a drum boiler power plant // Automatica. 1984. Vol. 20, iss. 2. Pp. 163-173. DOI: https://doi.org/10.1016/0005-1098(84)90022-0
4. **Pellegrinetti G., Bentsman J.** H $_\infty$ controller design for boilers // International Journal of Robust Nonlinear Control. 1994. Vol. 4. Pp. 645-671. DOI: https://doi.org/10.1002/rnc.4590040503
5. **Tan W., Marquez H.J., Chen T.** Multivariable robust controller design for boiler system // IEEE Transactions on Automatic Control System Technology. 2002. Vol. 10, iss. 5. Pp. 735–742. DOI: 10.1109/TCST.2002.801787
6. **Petrović T., Ivezić D., Debeljković D.** Robust IMC controller for a solid-fuel boiler // Engineering simulation. 2000. Vol. 17, no. 2. Pp. 211–224.
7. **Bobtsov A.** Stabilization of a chaotic Van der Pole system / A.Bobtsov, N.Nikolaev, A.Pyrkin, O.Slita // IFAC Proceedings Volumes: 17th IFAC World Congress. 2008. Vol. 41, iss. 2. Pp. 15143–15147. DOI: https://doi.org/10.3182/20080706-5-KR-1001.02561
8. **O'Dwyer A.** Handbook of PI and PID controller tuning rules. 3rd ed. ICP, 2010. 608 p.

9. Земцов Н.С., Французова Г.А. Расчет параметров робастного ПИД-регулятора на основе метода локализации // Вестник ЮУрГУ. Серия Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2013. Т. 13, № 4. С. 134–138.

10. Востриков А.С. Синтез систем регулирования методом локализации: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. 252 с.

11. Бирюков В.П. Смазочные материалы, топлива и технические жидкости: учеб. пособие. М.: МИИТ, 2008. 183 с.

12. Fortunato M. Изменение емкости керамических конденсаторов от температуры и напряжения, или как ваш конденсатор на 4,7мкФ превращается в 0,33мкФ [Электронный ресурс] // Хабр – сообщество IT специалистов. URL: https://habr.com/ru/post/384833/ (дата обращения 26.11.2019).

13. Мхитарян А.М. Аэродинамика: учебник для ВУЗов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1976. 448 с.

14. Томасов В.С. Сервоприводы систем наведения высокоточных оптико-механических комплексов / В.С. Томасов, В.А. Толмачев, С.Ю. Ловлин, А.В. Гурьянов, К.М. Денисов // Сервопривод: доклады науч.-метод. Семинара. 31 января 2013 г. М.: МЭИ. 2013. С. 46–62.

15. Козаченко В.Ф. Встраиваемые высокопроизводительные цифровые системы управления. Практический курс разработки и отладки программного обеспечения сигнальных микроконтроллеров TMS320x28xxx в интегрированной среде Code Composer Studio / В.Ф. Козаченко, А.С. Анучин, Д.И. Алямкин, А.В. Дроздов и др.; под ред. В. Ф. Козаченко. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 270 с.

16. Бараз В. Р. Корреляционно-регрессионный анализ связи показателей коммерческой деятельности с использованием программы Excel: учеб. пособие. Екатеринбург: ГОУ ВПО «УГТУ–УПИ», 2005. 102 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Санько Андрей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент учреждения образования «Белорусская государственная академия авиации», min.777.144@mail.ru.

Шейников Алексей Алексеевич, кандидат технических наук, доцент учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь», hobat097@yandex.ru.

Тищенко Тарас Анатольевич, магистрант учреждения образования «Белорусская государственная академия авиации», taras1984.08.02@mail.ru.

Смольский Дмитрий Александрович, инженер учреждения образования «Белорусская государственная академия авиации», frankyjohn2014@gmail.com

THE USE OF THE LOCALIZATION METHOD FOR CALCULATION OF THE ROBUST PID REGULATOR PARAMETERS FOR UNMANNED AIRCRAFT SERVO MOTOR

Andrey A. Sanko[1], Aleksei A. Sheinikov[2], Taras A. Tishchenko[1], Dmitriy A. Smolskiy[1]

[1] Belarusian State Academy of Aviation, Minsk, Belarus

[2]Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Belarus

ABSTRACT

The problem of controlling a typical nonlinear servo motor of an unmanned aercraft with non-stationary parameters using a robust PID controller is considered. The procedure for calculating the parameters of a robust PID controller based on the localization method (further - LM PID controller) for continuous and discrete control systems is studied. The influence of disturbing factors

(internal and external) acting on the servo motor is considered. It is established that the main perturbations acting on the servo drive include internal perturbations, which are changes in the time constant and its gain from the temperature of the environment and the quality of the supply voltage. The simulation in the class of linear and nonlinear continuous systems showed that a servo drive with a ML PID controller has the property of robustness in the working range of changes in both the input signal and the parameters of the servo drive and controller. Simulation results showing the research are presented. When describing a servo motor with an LM PID controller in the class of linear discrete systems, its robustness is limited by a narrow range of variation of both its parameters and the quantization period of the input signal. As the degree of uncertainty in the parameters of the servo motor increases (approaching the working range of their change), the discrete system loses stability. For the synthesis of robust control circuits of an unmanned aercraft with given characteristics, mathematical dependences of the settling time and static error of a typical servo motor with LM PID controller from the quantization period of the input signal and the degree of uncertainty in its parameters are presented.

Key words: control system, servomotors, robust PID controller, transition processes, localization method.

REFERENCES

1. **Beard, R.W. and McLain, T.W.** (2012). *Small unmanned aircraft: theory and practice.* Princeton, M: Technosphera, 312 p.
2. **Gridnev, Yu.V.** (2017). *Robust autopilot of the pitch channel of unmanned aircraft vehicles*. Doklady BGUIR Reports of BSTU IR, no. 3 (105), pp. 40–44. (in Belarus)
3. **Cori, R. and Maffezzoni, C.** (1984). *Practical optimal control of a drum boiler power plant*. Automatica, vol. 20, issue 2, pp. 163–173. DOI: https://doi.org/10.1016/0005-1098(84)90022-0
4. **Pellegrinetti, G. and Bentsman, J.** (1994). *H_∞ controller design for boilers*. International Journal of Robust Nonlinear Control, vol. 4, pp. 645–671. DOI: https://doi.org/10.1002/rnc.4590040503
5. **Tan, W., Marquez, H.J. and Chen, T.** (2002). *Multivariable Robust Controller Design for Boiler System*. IEEE Transactions on Automatic Control System Technology, vol. 10, issue 5, pp. 735–742. DOI: 10.1109/TCST.2002.801787
6. **Petrović, T., Ivezić, D. and Debeljković, D.** (2000). *Robust IMC controller for a solid-fuel boiler*. Engineering simulation, vol. 17, no. 2, pp. 211-224.
7. **Bobtsov, A., Nikolaev, N., Pyrkin, A. and Slita, O.** (2008). *Stabilization of a chaotic Van der Pole system.* IFAC Proceedings Volumes. 17th IFAC World Congress, vol. 41, issue 2, pp. 15143–15147. DOI: https://doi.org/10.3182/20080706-5-KR-1001.02561
8. **O'Dwyer, A.** (2010). *Handbook of PI and PID controller tuning rules.* 3rd ed., ICP, 608 p.
9. **Zemtsov, N.S. and Francuzova, G.A.** (2013). *The calculation of the robust pid-controller parameters based on the localization method*. Bulletin of The South Ural State University. Series: Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 134-138. (in Russian)
10. **Vostrikov, A.S.** (2007). *Sintez sistem regulirovaniya metodom lokalizatsii: Monografiya* [The Synthesis of localization method control system: Monograph]. Novosibirsk: NSTU, 252 p. (in Russian)
11. **Biryukov, V.P.** (2008). *Smazochnyye materialy, topliva i tekhnicheskiye zhidkosti* [Lubricants, fuel and technical fluids: Textbook]. Moscow: MIIT, 183 p. (in Russian)
12. **Fortunato, M.** (2015). *Izmeneniye yemkosti keramicheskikh kondensatorov ot temperatury i napryazheniya, ili kak vash kondensator na 4,7 mkF prevrashchayetsya v 0,33 mkF* [Capacity change of the ceramic condensers because of temperature and voltage or how your 4,7 mcF conderser transforms into 0,33 mcF]. Available at: https://habr.com/ru/post/384833/ (accessed 26.11.2019). (in Russian)
13. **Mkhitaryan, A.M.** (1976). *Aerodinamika. Uchebnik dlya VUZov* [Aerodynamics: Textbook for Universities]. 2nd ed., revised and enlarged edition. Moscow: Mashinostroyenie, 448 p. (in Russian)

14. Tomasov, V.S., Tolmachev, V.A., Lovlin, S.Yu., Guryanov, A.V. and Denisov, K.M. (2013). *Servoprivody system navedeniya vysokotochnykh optiko-mekhanicheskikh kompleksov* [Servomotors of high accuracy optical mechanics complex targeting systems]. Servoprivod: doklady nauch.-metod. Seminara [Servomotor: reports of scientific and methodological seminar], pp. 46-62. (in Russian)

15. Kozachenko, V.F., Anuchin, A.S., Alyamkin, D.I. and Drozdov, A.V. (2010). *Vstraivayemyye vysokoproizvoditelnyye tsyfrovyye sistemy upravleniya* [Embedded high performance digital control systems], in Kozachenko V.F. (Ed.). Moscow: Publishing house MEI, 270 p. (in Russian)

16. Baraz, V.R. *Korrelyatsionno-regressionnyy analiz svyazi pokazateley kommercheskoy deyatelnosti s ispolzovaniyem programmy Exel*: *uchebnoe posobie.* [Correlation and regression analysis of the connection of commercial activity indicators by using the Excel program: Textbook]. Ekatirenburg: Ural State Technical University, 102 p. (in Russian)

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Andrey A. Sanko, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Belarusian State Academy of Aviation, min.777.144@mail.ru.

Aleksei A. Sheinikov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Military Academy of the Republic of Belarus, hobat097@yandex.ru.

Taras A. Tischenko, undergraduate, Belarusian State Academy of Aviation, taras1984.08.02@mail.ru.

Dmitriy A. Smolsky, Engineer, Belarusian State Academy of Aviation, frankyjohn2014@gmail.com.

Поступила в редакцию	11.11.2019	Received	11.11.2019
Принята в печать	23.01.2020	Accepted for publication	23.01.2020