

УДК 681.515

Д. А. Гринюк, доц., канд. техн. наук; Н. М. Олиферович, ассист.;  
И. Г. Сухорукова, ст. преп., В.А. Швейкус, студ.  
(БГТУ, г. Минск)

## НАСТРОЙКА ПИД-РЕГУЛЯТОРА ЧЕРЕЗ ЦИФРОВОЙ АПЕРИОДИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР

ПИД-регулятор продолжает оставаться одним из популярных решений для построения систем управления. Его универсальность для широкого класса объектов способствует широкому использованию как в технологических процессах в промышленности, так и в технических электронных системах. За время векового применения предложено множество решений по развитию классического метода построения ПИД-регулирования. Одновременно происходит и развитие методов настройки регуляторов данного типа. Основными методами настройки являются коэффициент усиления  $K$ , время интегрирования  $I$  и дифференцирования  $D$  передаточной функции регулятора

$$W_R(s) = K + \frac{1}{Is} + Ds. \quad (1)$$

В литературе предложено большое количество методов настройки. Среди них можно выделить два основных полюса. Один полюс – это обеспечение требуемого запаса по устойчивости, другой – обеспечение желаемого качества переходного процесса. Большинство наиболее популярных методик настройки ПИД-регулятора используют один из полюсов как отправную точку, а затем, по необходимости, обеспечивают компромисс в отношении другого полюса.

В [1] предложено осуществить настройку ПИД-регулятора через deadbeat (в русскоязычной литературе встречаются различные варианты перевода: апериодический, компенсационный и т.д.). Однако были отмечены ограничения этого подхода. Этот метод прямого проектирования для дискретных ПИД-регуляторов может представлять интерес для следующих случаев:

1. Применение самонастраивающегося управления для уникальной настройки параметров ПИД-контроллеров.

2. Определение подходящих начальных значений для оптимизации числовых параметров.

Для нахождения коэффициентов  $K$ ,  $I$ ,  $D$  можно воспользоваться прямой аппроксимацией передаточной функции deadbeat регулятором ПИД регулятора. Построение переходной характеристики цифрового регулятора по его передаточной функции

$$W_{DB}(z) = \frac{p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_m z^{-m}}{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_m z^{-m}} \quad (2)$$

не требует решения дифференциального уравнения. В (2)  $z$  – переменная  $z$ -преобразования  $z = \exp(T_0 s)$ ;  $T_0$  – время квантования;  $m$  – порядок полинома. Значения на каждом такте может быть найдено путем простейших арифметических операций [2-3]. Особенно если учитывать, что значение на входе всегда равно 1.

После построения переходной характеристики deadbeat на количестве тактов, когда градиент приращения становится постоянным можно взять два соседних значения управления и вычислить время интегрирования.

$$I = \frac{u(k+1) - u(k)}{T_0}, \quad (3)$$

где  $k$  – дискретные отсчеты  $k = t/T_0 = 0, 1, 2, \dots$ ;  $t$  – время.

Коэффициент усиления вычисляется как

$$K = u(k) - I k T_0. \quad (4)$$

Время дифференцирования зависит от формы записи регулятора. Для идеального регулятора формула следующая

$$D = q_0 - K. \quad (5)$$

Для вариации настроек можно воспользоваться изменением времени  $T_0$  и величины первичного управляющего воздействия на различном количестве тактов  $N$ . В качестве критерия выбора можно использовать различные интегральные критерии. При этом полученные настройки ПИД-регулятора не требуют обязательного использования simple time, который использовался для синтеза deadbeat (DBC).

Для объектов с различными динамическими характеристиками произведено исследование и сравнение.

Качество настройки будем оценивать с помощью интегральных критериев:

$$J_1 = \int_0^{tf} e(t)^2 dt \rightarrow \min; \quad J_2 = \int_0^{tf} t^2 |e(t)| dt \rightarrow \min;$$

$$J_3 = \int_0^{tf} u(t)^2 dt \rightarrow \min; \quad J_4 = \int_0^{tf} (0,5e(t)^2 + 0,5u(t)^2) dt \rightarrow \min,$$

где  $e(t)$  – отклонение выхода сигнала задания;  $u(t)$  – сигнал управления на выходе регулятора;  $tf$  – время моделирования.

Минимальное значение классического интегрального критерия  $J_1$  наблюдается при  $N = 0$  [4-5]. Расположение минимума находится в большой зависимости от величины запаздывания. В этом случае минимум находится близко к зоне неустойчивых значений настройки.

Влияние времени квантования на настройки достаточно незначительно. В данном методе настройки  $J1$  может быть использован только как дополнительный фактор при комплексном рассмотрении.

$J2$  имеет более сильный минимум в сравнении с  $J1$ . По этому критерию DBC на порядок превосходит ПИД при наличии запаздывания. Минимальное значение  $J2$  наблюдается при  $N = 3$ .

Минимальное значение  $J3$  наблюдается также при  $N = 3$ . Для его представления, как и для  $J3$ , также использована логарифмическая шкала. Критерий  $J3$  имеет сравнимые значения для ПИД и DBC.

Соотношения между значениями ПИД и DBC для последнего интегрального критерия существенно различаются только при малых значениях  $T0$ . По мере увеличения  $T0$  в исследуемом диапазоне они начинают сближаться. В области малых значений  $J4$  для ПИД значительно ниже, чем для DBC.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Isermann R. Digital Control Systems. Springer-Verlag. 1989, 565 p.
2. Increasing the robustness of the digital controller / N. Oliferovich. [et al.] // 2018 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream), Vilnius, 2018, pp. 1-6.
3. Deadbeat регулятор с прогнозируемым уровнем сигнала управления / Н. М. Олиферович [и др.] // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. - Минск : БГТУ, 2018. - № 2 (212). - С. 89-95.
4. Гринюк, Д. А. Метод настройки ПИД-регулятора через deadbeat-регулятор на различные интегральные критерии / Д. А. Гринюк [и др.] // Труды БГТУ. Сер. 3, Физико-математические науки и информатика. - Минск : БГТУ, 2019. - № 2 (224). - С. 66-73.
5. Hryniuk D. Approximation PID-Controllers Through Deadbeat Controller and its Tuning / D. Hryniuk, [et al.] // 2019 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream), Vilnius, Lithuania, 2019, pp. 1-6.