

СИНТЕЗ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ЦИФРОВОГО ПІД-РЕГУЛЯТОРА З ЧОТИРМА ПАРАМЕТРАМИ НАСТРОЮВАННЯ

Вступ. В системах автоматичного регулювання промислових об’єктів широко застосовуються різні модифікації цифрових ПІД-алгоритмів з реальною диференціальною складовою, що містить фільтр низьких частот. При синтезі автоматичних систем, побудованих на основі таких ПІД-алгоритмів, беруть до уваги сталу часу фільтра при дифскладовій, нормовану за допомогою коефіцієнта N , який найчастіше приймається рівним 10. Такий підхід не завжди є обґрунтованим і звужує можливості впливу на характеристики системи. Крім того, якщо розрахунок здійснюється при наперед вибраному значенні періоду дискретності T_0 , вимагається перевірка умови зменшення пульсацій до допустимого рівня і, коли вона не виконується, необхідно вдаватися до ітерацій.

Постановка задачі. З урахуванням наведених міркувань більш коректно розглядати сталу часу фільтра при дифскладовій алгоритму, як самостійний параметр настроювання регулятора. В результаті постає задача синтезу цифрової системи на основі ПІД-регулятора з чотирма незалежними параметрами настроювання. Така постановка задачі синтезу суттєво ускладнює її розв’язок найперше в алгоритмічному плані, а також в обчислювальному відношенні. Водночас у доступних джерелах методів розв’язку задачі параметричного синтезу цифрових систем у згаданій постановці не виявлено, що й обумовлює актуальність цієї проблеми.

Основний зміст. Нижче розглядається метод синтезу цифрових систем на основі дискретного аналога неперервного класичного ПІД-регулятора, що описується передавальною функцією

$$W_{pid}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{(T_d / N)s + 1} \right), \quad (1)$$

де K_p , T_i , T_d - коефіцієнт підсилення, сталі часу інтегрування та диференціювання відповідно; N - нормуючий коефіцієнт, який зазвичай приймається рівним $2 \div 20$ [1]. При цьому, чим більшим є значення N , тим ближчим є реальний ПІД-регулятор до ідеалізованого.

Якщо сталу часу $(T_d / N) = T_F$ фільтра при диференціальній складовій вважати незалежним параметром настроювання, то алгоритм (1) набуває вигляду

$$W_{pid}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_F s + 1} \right), \quad (2)$$

де K_p , T_i , T_d - коефіцієнт підсилення, сталі часу інтегрування та диференціювання відповідно.

Оптимальний дискретний аналог алгоритму (2), як показано у роботі [2], описується виразом

$$W_{pid}(z) = K_p \left[1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{\frac{2T_d}{2T_F + T_0} (1 - z^{-1})}{1 - \frac{2T_F - T_0}{2T_F + T_0} z^{-1}} \right]. \quad (3)$$

Полюс реальної диференціальної складової цього алгоритму $z = \frac{2T_F - T_0}{2T_F + T_0}$ забезпечує її стійкість (і алгоритму загалом) при всіх значеннях сталої часу фільтра T_F .

З урахуванням δ -імпульсного модулятора та екстраполятора нульового порядку на основі виразу (3) у відповідності з [2,3] отримуємо еквівалентний цифровому неперервний ПІД-алгоритм, що описується передавальними функціями

$$W_{pide}(z, s) = \frac{K_p}{T_0 s} \left[\frac{(z-1)}{z} + \frac{T_0}{T_i} + \frac{\frac{2T_d}{2T_F + T_0}(z-1)^2}{z^2 - \frac{2T_F - T_0}{2T_F + T_0}z} \right], \quad (4)$$

$$W_{pide}(s) = \frac{K_p}{T_0 s} \left[\frac{(e^{T_0 s} - 1)}{e^{T_0 s}} + \frac{T_0}{T_i} + \frac{\frac{2T_d}{2T_F + T_0}(e^{T_0 s} - 1)^2}{\left(e^{T_0 s} - \frac{2T_F - T_0}{2T_F + T_0} \right) e^{T_0 s}} \right]. \quad (5)$$

Значення періоду дискретності T_0 у багатьох випадках може бути наперед вибраним на основі компромісу з урахуванням багатьох факторів, що впливають на нього [4]. Тоді, вважаючи цей параметр заданим, у процесі розрахунку системи з алгоритмом (5) підлягають визначенню чотири параметри настроювання регулятора (ПНР): K_p , T_i , T_d , T_F . У такому разі синтез систем може бути здійснений за алгоритмом, що реалізує удосконалений метод багатокритеріального оптимуму [5], наведеним у табл. 1. Цей алгоритм передбачає розв'язок задачі у розмірному вигляді з наступним переходом до безрозмірної форми. Тут додатково у вигляді рівності використовується умова відсутності пульсацій [3], що й дає змогу в процесі синтезу системи визначати сталу часу фільтра T_F , як незалежний параметр. При цьому пульсації, обумовлені квантуванням сигналів у часі, гарантовано не перевищать допустимого рівня. У характеристичному рівнянні замкненої системи $W_o(s)$ - передавальна функція об'єкта регулювання, що характеризується деяким запізненням τ і сталою часу T . Інші позначення в табл. 1: m - кореневий показник коливності; ω - частота власних коливань системи; $\Phi_{yg}(j\omega)$ - частотна передавальна функція замкненої системи по каналу завдання; $\Delta \leq 0.01$ - мала величина, що визначає допустимий рівень пульсацій.

За допомогою числового розв'язку системи рівнянь (табл. 1) для прийнятих значень τ і T об'єкта, при яких $\tau/T = 0.1; 0.2, \dots, 1.0$, а також $m = const$, $T_0 = const$ можна отримати в табличній формі залежності: $K_p = f(T_0, \tau/T)$, $T_i = f(T_0, \tau/T)$, $T_d = f(T_0, \tau/T)$, $T_F = f(T_0, \tau/T)$ і $\omega = f(T_0, \tau/T)$, а також обчислити запаси стійкості розімкненої системи по модулю A_m і фазі ϕ_m^* та замкненої системи у вигляді частотного показника коливності M . При цьому залежність $\omega = f(T_0, \tau/T)$ є допоміжною.

Висновки: Отримані результати підтверджують ефективність запропонованого методу синтезу автоматичних систем з цифровим ПІД-регулятором, як таким, що має чотири параметри настроювання. При цьому забезпечується найвища якість регулювання і гарантується допустимий рівень пульсацій. Результати розрахунків, виконаних при $T_0 = 1\text{с}$, наближено справедливі й для $T_0 \leq 1\text{с}$. Наведені графічні залежності можуть розглядатися, як інженерна методика синтезу і аналізу цифрових автоматичних систем регулювання на основі ПІД-регулятора з чотирма незалежними параметрами настроювання.