8.586.2:2009 (ГОСТ 8.586.2–2005, IDT; ISO5167-2:2003, NEQ). Метрологія. Вимірювання витрати та кількості рідини й газу із застосуванням стандартних звужувальних пристроїв. – Ч. 2: Діафрагми. Технічні вимоги. 3. ДСТУ ГОСТ 8.586.3:2009 (ГОСТ 8.586.3–2005, IDT; ISO5167-3:2003, NEQ). Метрологія. Вимірювання витрати та кількості рідини й газу із застосуванням стандартних звужувальних пристроїв. – Ч. 3: Сопла і сопла Вентурі. Технічні вимоги. 4. ДСТУ ГОСТ 8.586.4:2009 (ГОСТ 8.586.4–2005, IDT; ISO5167-4:2003, NEQ). Метрологія. Вимірювання витрати та кількості рідини й газу із застосуванням стандартних звужувальних пристроїв. – Ч. 4: Труби Вентурі. Технічні вимоги. 5. ДСТУ ГОСТ 8.586.5:2009 (ГОСТ 8.586.5–2005, IDT). Метрологія. Вимірювання витрати та кількості рідини й газу із застосуванням стандартних звужувальних пристроїв. – Ч. 5: Методика виконання вимірювань. 6. РД 50-213–80 Правила измерения расхода газов и жидкостей стандартными сужающими устройствами. – М.: Изд-во стандартов, 1982. 7. Пістун Є.П., Лесовой Л.В. Нормування витратомірів змінного перепаду тиску. – Львів: Видавництво ЗАТ «Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв», 2006. – 576 с. 8. ГОСТ 8.563.2-97 ГСИ. Измерение расхода и количества жидкостей и газов методом переменного перепада давления. Методика выполнения измерений с помощью сужающих устройств. 9. Закон України "Про метрологію та метрологічну діяльність". – 1998.

УДК 681. 515. 001. 41(0.75.8)

І.М. Ковела, О.С. Вітер, Ю.В. Яцук
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп’ютеризованих систем автоматики

ІМІТАЦІЙНІ МОДЕЛІ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

© Ковела І.М., Вітер О.С., Яцук Ю.В., 2010

Запропоновано створені у середовищі Simulink моделі неперервних та цифрових систем з широтно-імпульсним керуванням електромоторними виконавчими механізмами постійної швидкості як приводами пропорційної дії, призначені для дослідження автоматичних систем регулювання промислових об’єктів.

Designed environment created in Simulink models of continuous and digital systems with pulse-width control with actuator constant speed drives as the proportional action to study the automatic control system of industrial facilities.

Постановка проблеми. У практиці автоматизації промислових об’єктів завдяки багатьом перевагам широко застосовуються системи з цифровими регуляторами та електромоторними виконавчими механізмами (ВМ) постійної швидкості [1–4]. Як відомо, такі ВМ разом з пусковим пристроєм мають істотно нелінійну статичну характеристику (як у трипозиційного реле з гістерезисом), однак її можна лінеаризувати за допомогою широтно-імпульсного керування так, що система загалом може наближено розглядатися як лінійна. Під час дослідження такого класу систем ще на стадії проектування виникає необхідність їх моделювання, яке найдоцільніше виконати за допомогою засобів *Simulink* (Matlab 7.7. (R2008b)) [5, 6]. При цьому потрібно реалізувати також моделі підсистем широтно-імпульсного керування виконавчими механізмами як приводами пропорційної або інтегральної дії. Водночас у доступних джерелах моделей такого призначення не виявлено.

Формулювання цілі статті. Математичні моделі підсистем широтно-імпульсного керування електромоторними виконавчими механізмами постійної швидкості як приводами пропорційної або

інтегральної дії, призначеними для дослідження цифрових автоматичних систем регулювання промислових об'єктів.

Виклад основного матеріалу. Дослідження неперервних систем з широтно-імпульсним керуванням можна виконати за допомогою моделі (рис. 1), де виконавчий механізм постійної швидкості (Integrator 3) разом з пусковим пристроєм, охопленим жорстким зворотним зв'язком (K_{fb}), працює як привід пропорційного типу. Коефіцієнт $K_2 = 1/T_\mu$, де T_μ – стала часу виконавчого механізму (ВМ), тобто час повного переміщення його робочого органа. Широтно-імпульсна модуляція вихідного сигналу ПІ-регулятора U здійснюється за допомогою трипозиційного реле з гістерезисною характеристикою, що імітує електромагнітний пусковий пристрій і виконує роль широтно-імпульсного модулятора (ШІМ). Оскільки спеціальний функціональний блок трипозиційного реле у бібліотеці Simulink відсутній, то його реалізовано за допомогою паралельного вмикання двох блоків Relay з відповідним вибором значень порогів їх спрацьовування та амплітуд вихідних сигналів за вмикання/вимикання реле. Значення порогів спрацьовування визначають точність широтно-імпульсної модуляції керуючого сигналу, зокрема, такий важливий параметр, як мінімальна ширина імпульсу.

Коефіцієнт $K_1 = K_p / T_i$, де K_p, T_i – параметри настроювання ПІ-регулятора. Блок XY Graph призначений для контролю правильності формування характеристики трипозиційного реле.

Для прикладу на рис. 2 показані характеристики описаної системи, отримані в результаті моделювання за порогів спрацьовування трипозиційного реле, що дорівнюють ± 0.01, ± 0.12 і $K_p = 1.333$; $T_i = 95.242\,c$; $T_\mu = 20\,c$; $K_{fb} = 1$. Припускається також, що об'єкт регулювання описується моделлю першого порядку із запізненням $W_o(s) = e^{-50s}/(100s+1)$.

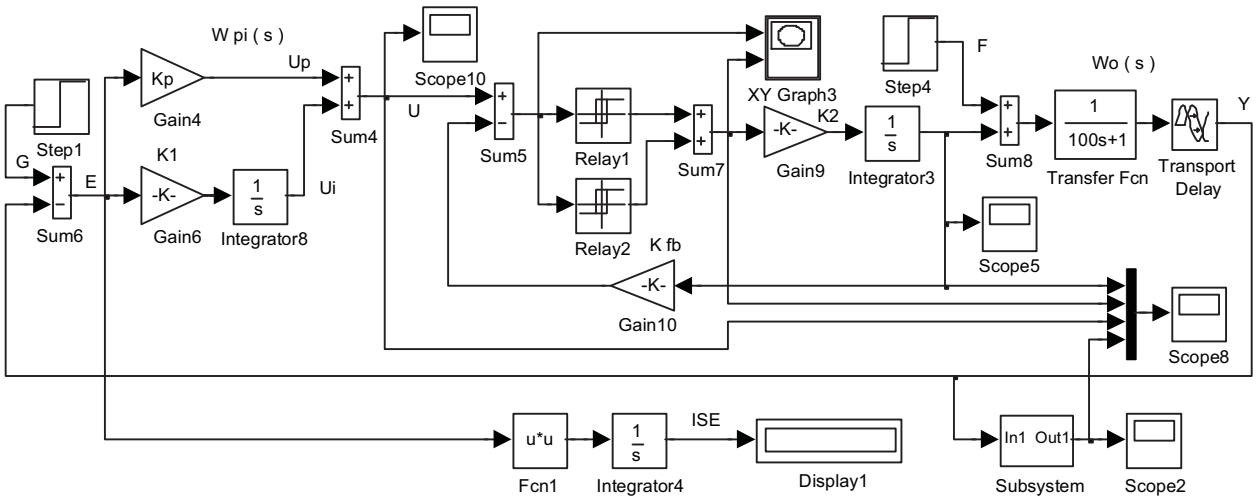

Рис. 1. Модель неперервної автоматичної системи з ПІ-регулятором і виконавчим механізмом постійної швидкості в режимі пропорційного приводу

Наведені результати підтверджують правильність функціонування створеної моделі. Аналогічно можуть бути побудовані моделі систем з іншими алгоритмами регулювання, а також з використанням виконавчого механізму постійної швидкості як приводу інтегральної дії. Сьогодні неперервні системи регулювання практичну актуальність майже втратили, проте вони залишаються основою і взірцем для цифрових рішень.

Дещо складніше розв'язується поставлена задача для систем з цифровими регуляторами. У цьому випадку може бути використаний функціональний блок широтно-імпульсного модулятора – ШІМ (PWM Generator – *pulse with modulator*), який міститься у бібліотеці *Simulink*. Однак у довідкових матеріалах залишені поза увагою деякі особливості цього блока, важливі для його практичного використання, тому необхідно проаналізувати їх детальніше.

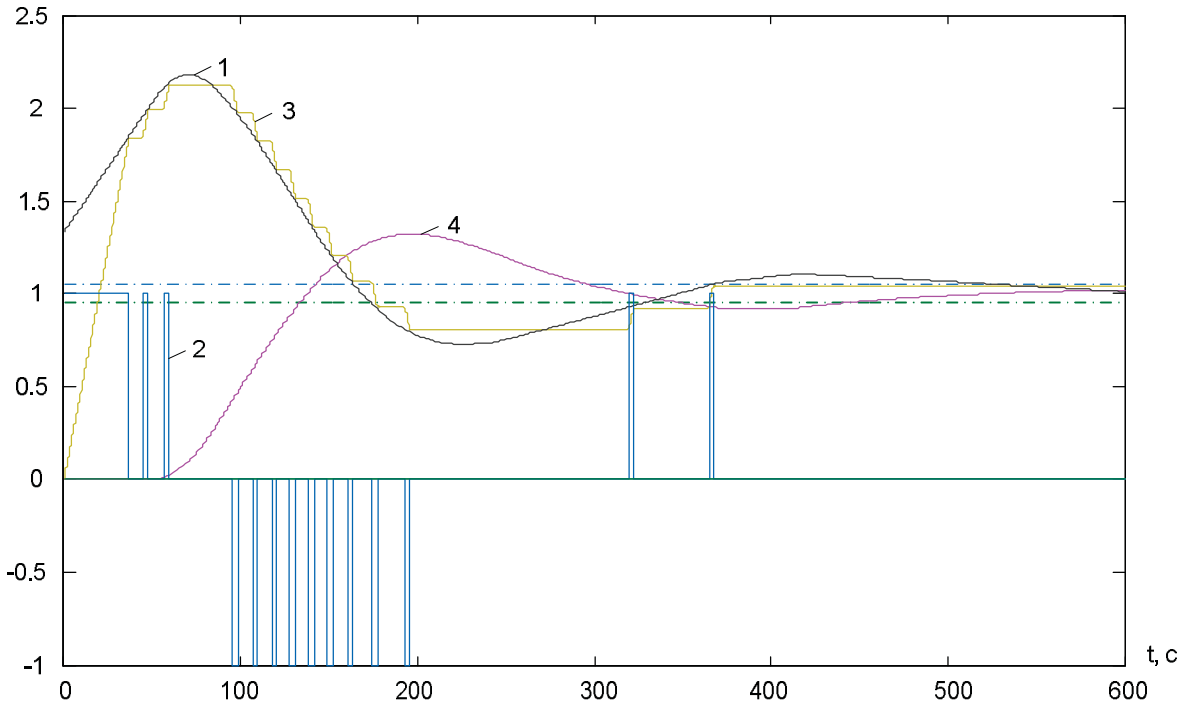

Рис. 2. Характеристики неперервної автоматичної системи з ПІ-регулятором і виконавчим механізмом постійної швидкості в режимі пропорційного приводу: 1 – вихідний сигнал регулятора; 2 – керуючі імпульси; 3 – широтно-модульований сигнал керування; 4 – регульована величина під час відпрацювання завдання $G = 1$

Блок Subsystem виконує допоміжну функцію, формуючи межі припустимого відхилення регульованої величини для визначення часу регулювання. Інтегральна квадратична оцінка перехідного процесу по помилці регулювання (ISE) становить 96.42. За збільшення ширини гістерезису (зона повернення реле) якість регулювання у такій системі погіршується.

Оскільки у сучасних контролерах реалізуються дискретні алгоритми регулювання, вихідний сигнал яких U_R (вихід екстраполятора нульового порядку) має кусково-неперервний характер з часом дискретності T_0, розглядатимемо це питання саме у такому аспекті.

Як відомо, за широтно-імпульсною модуляцією модульованим параметром є тривалість (ширина) імпульсів. Амплітуда імпульсів при цьому залишається постійною. Принцип роботи PWM (рис. 3) полягає у тому, що тривалість імпульсів Δt_i та пауз Δt_p визначається в результаті порівняння неперервного вхідного сигналу $U(t)$ з деяким періодичним опорним сигналом $U_G(t)$. Для цього у PWM використовується трикутний сигнал, що формується спеціальним генератором.

У режимі модулювання зовнішнього сигналу на вхід PWM може подаватися лише одновимірний векторний сигнал, що інколи призводить до ускладнення структури моделей. Якщо вхідний сигнал дорівнює нулю, то на виході блока PWM формуються послідовності додатних імпульсів одиничної амплітуди, у яких тривалість імпульсів та пауз однакова, тобто $\Delta t_i = \Delta t_p = T_G / 2$. В контексті розв'язуваної задачі цю обставину необхідно брати до уваги, тому що за відсутності керуючого сигналу ВМ повинен залишатися нерухомим.

За подачі деякого сигналу на вхід PWM на його виході формуються дві послідовності імпульсів прямокутної форми, одна з яких зсунута по фазі на 180°. Широтно-імпульсна модуляція вхідного сигналу здійснюється так, що за зростання абсолютного значення для додатних вхідних сигналів тривалість імпульсів на періоді T_G збільшується, а для від'ємних – зменшується (рис. 3). При цьому для різних значень вхідного сигналу на періоді T_G зберігається рівність $\Delta t_i + \Delta t_p = T_G$. Єдина можливість регулювання тривалості імпульсів – це зміна частоти генератора F_G.

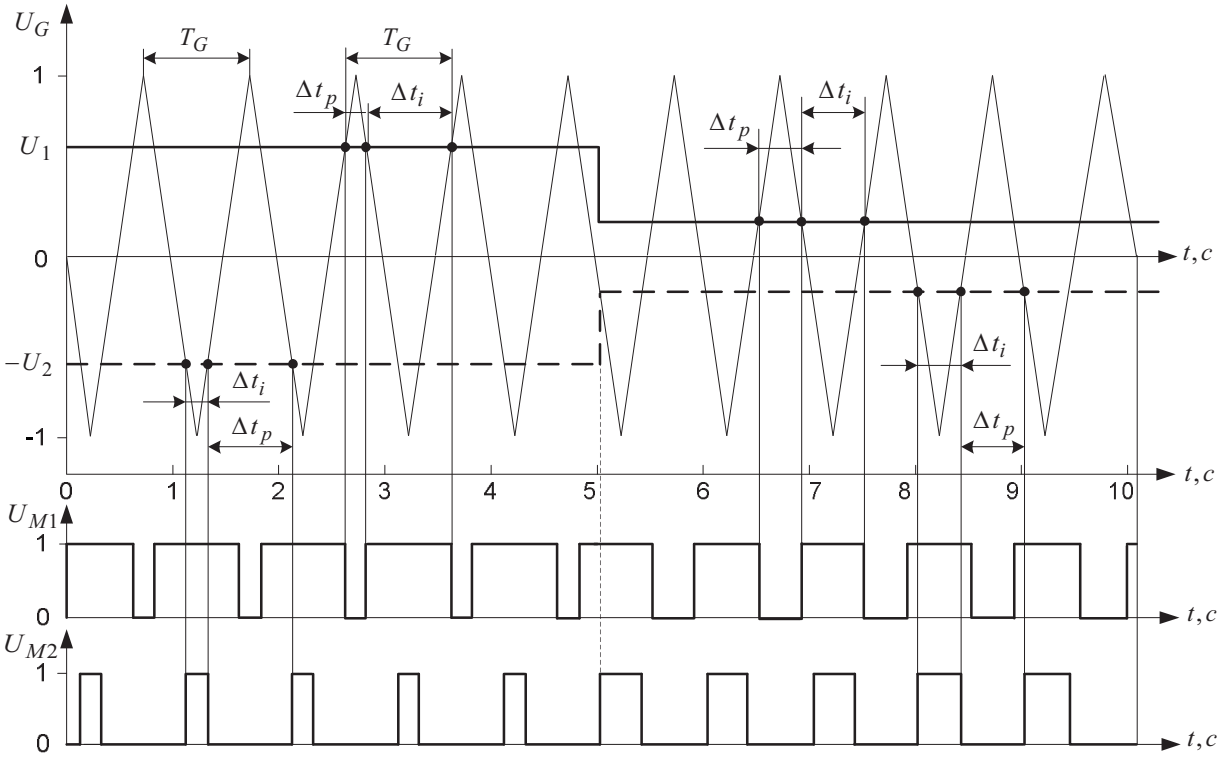

Рис. 3. Принцип роботи функціонального блока широтно-імпульсного модулятора PWM за кусково-неперервних вхідних сигналів ($T_G = 1c$)

Оскільки амплітуда трикутних сигналів у PWM дорівнює ± 1, то його вхідний сигнал U_R, який при використанні цифрових регуляторів може набувати значень у кілька десятків, повинен бути приведений до цього діапазону. Але й у цьому випадку за вхідних сигналів, близьких та рівних ± 1, модулятор входить у стан насичення, тобто процес модуляції припиняється і це призводить до спотворення регулювального сигналу з відповідними наслідками.

Дві імпульсні послідовності, що формуються на одному виході PWM, можна виокремити за допомогою демультиплексора, позначивши їх умовно, як “вихід 1” та “вихід 2”.

Фаза трикутних імпульсів генератора у блоці PWM вибрана так, що за додатних вхідних сигналів імпульсна послідовність на виході 1 починається з імпульсу, причому цей перший імпульс виходить дещо вкороченим (рис. 3). Рис. 3 для наочності виконаний у припущенні, що період модульованого сигналу $T = 10c$, період дискретності регулятора – $T_0 = 5c$, період імпульсів генератора – $T_G = 1c$, а його частота – $F_G = 1$ Гц.

Однак під час роботи PWM з цифровми регуляторами для забезпечення достатньої точності ШІМ значення періоду імпульсів генератора повинно бути узгоджене з періодом дискретності регулятора так, щоб виконувалася умова $T_G \le T_0 / 10$. Отже, частота генератора F_G повинна вибиратися так, щоб ця умова виконувалася.

Описані особливості роботи блока PWM можуть бути проілюстровані його статичною характеристикою на періоді T_G (рис. 4).

Статична характеристика широтно-імпульсного модулятора описується такими виразами:

$$t_on = T_G\left(\frac{1}{2} + \frac{U_x}{ux_pos}\right) \quad \text{для} \quad 0 \le U_x \le ux_pos; \tag{1}$$

$$t_off = T_G\left(\frac{1}{2} - \frac{|U_x|}{ux_pos}\right) \quad \text{для} \quad 0 \le |U_x| \le ux_neg. \tag{2}$$

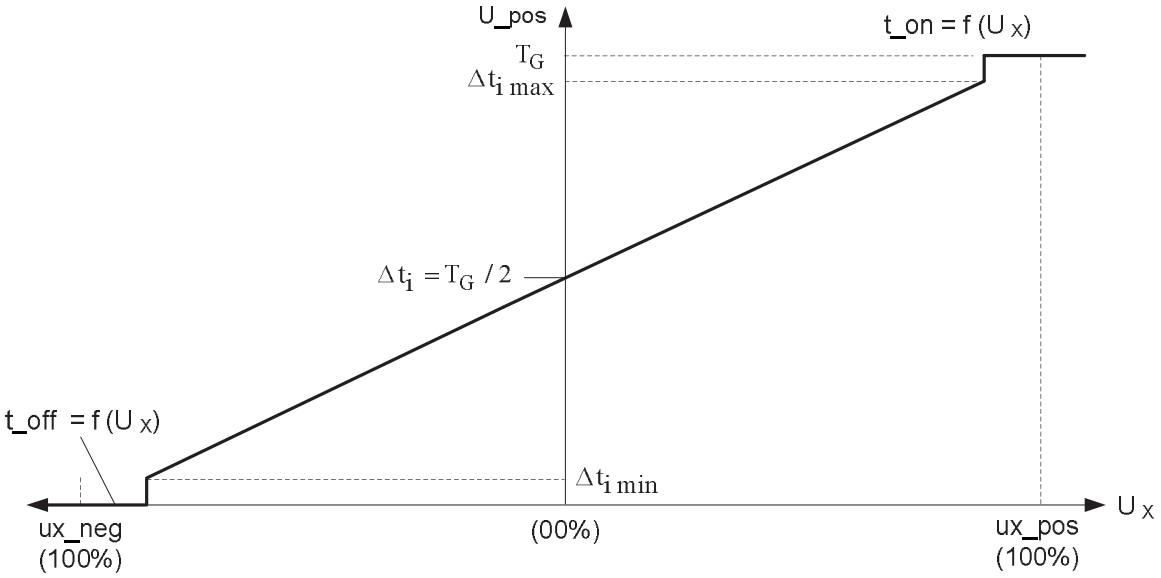

Рис. 4. Статична характеристика функціонального блока PWM на періоді T_G (вихід 1)

Числові параметри статичної характеристики блока PWM визначаються частотою генератора трикутних імпульсів F_G. Наприклад, за $F_G = 2.5$ Гц ($T_G = 0.4\,c$) і $U_x = 0.9$ максимальна тривалість імпульсу $\Delta t_{i\max} = 0.38\,c$, а за $U_x = -0.9$ мінімальна тривалість імпульсу $\Delta t_{i\min} = 0.09\,c$. Відповідно мінімальна тривалість паузи становить $\Delta t_{p\min} = 0.09\,c$, а максимальна – $\Delta t_{p\max} = 0.38\,c$. З урахуванням раніше прийнятого позначення $U_x = U_R$.

Залежно від типу пускового пристрою керування виконавчим механізмом постійної швидкості може здійснюватися або однополярними імпульсами, які подаються на різні входи пускового пристрою (трипровідна схема), або біполярними імпульсами так, щоб забезпечити можливість реверсування ВМ. Як бачимо з рис. 4 і виразів (1), (2), на виході PWM формуються лише однополярні імпульси. Цю особливість необхідно враховувати під час створення моделі АСР.

За реалізації імпульсних ПІД-регуляторів у контролерах фірм *Siemens*, *Schneider Electric* та ін. застосовуються широтно-імпульсні модулятори, принцип роботи яких відрізняється від прийнятого у блоці PWM. У технічній документації на контролери даються рекомендації, які зводяться до того, що між T, T_0 і T_G повинно виконуватися, як мінімум, десятикратне співвідношення. При використанні блока PWM ці вимоги загалом також актуальні. Проте для систем з реально застосовуваними електромоторними виконавчими механізмами постійної швидкості внаслідок їх великої інерційності ($T_\mu = 10\,c,\ 20\,c,\ 25\,c,\ 63\,c,\ 160\,c$), а також з урахуванням значної тривалості процесів регулювання (десятки і сотні секунд) ці вимоги по частоті ШІМ є надто жорсткими. У такому разі період дискретності цифрового регулятора, орієнтовного у першому наближенні, можна визначати за виразами $T_0 \cong T_\mu / 10$ або $T_0 \cong 2T_\mu / 10$.

При цьому потрібно зважати на суперечливість проблеми вибору значення T_0 з урахуванням динаміки ВМ. З огляду на динамічну точність системи регулювання та забезпечення високоякісної лінеаризації характеристики ВМ постійної швидкості, бажано обирати малі значення T_0, але водночас тут зростає частота вмикань ВМ, що призводить до підвищення його зношуваності та зменшення надійності системи загалом. Крім того, необхідно враховувати, що мінімальний час вмикання реальних ВМ (мінімальна тривалість імпульсу), як правило, становить 0.1 с. Але навіть якщо мінімальна тривалість керуючих імпульсів є достатньою для відпрацювання їх реальними виконавчими механізмами, частота вмикань ВМ може виявитися надмірно високою. У такому разі потрібно приймати компромісне рішення, зменшуючи частоту F_G.

Необхідно брати до уваги також вимоги технологічного характеру та вимоги щодо стійкості замкненої системи. Мінімальну тривалість імпульсу $\Delta t_{i\min}$, залежно від припустимого значення зміни регульованої величини, можна обчислити за формулою

$$\Delta t_{i\min} = \frac{\Delta PV_{\min} T_\mu}{K_o PV_{RANGE}} = T_\mu \frac{\Delta PV_{\min}}{\Delta PV} \frac{\Delta \mu}{100\%}, \tag{3}$$

де $\Delta PV_{\min}$ – мінімальна зміна регульованої величини, припустима з огляду на якість регулювання; PV_{RANGE} – діапазон вхідного сигналу; ΔPV – зміна регульованої величини за зміни виходу на $\Delta_\mu \%$; K_o – коефіцієнт підсилення об'єкта.

Наприклад, для діапазону зміни температури -50…200 $^\circ C$ і припустимого відхилення від задання $\pm 4^\circ C$ мінімальне значення зміни параметра $\Delta PV_{\min}$ можна прийняти таким, що дорівнює $2^\circ C$. Нехай стала часу ВМ $T\mu = 63\,c$. Якщо за відкривання/закривання регулювального органа на $\Delta_\mu = 10$ % параметр змінюється на $\Delta PV = 30\ ^\circ C$, то значення мінімальної тривалості імпульсу, обчислене за виразом (3), дорівнюватиме

$$\Delta t_{i\min} = 63 \frac{2}{30} \frac{10}{100\%} = 0.42\,c\,.$$

Крім вимог точності та вимог технологічного характеру, під час вибору значення $\Delta t_{i\min}$ необхідно враховувати умови забезпечення стійкості замкненої системи [1, 3, 4]. За деякого мінімального значення тривалості імпульсів у замкненій системі можуть виникнути низькочастотні автоколивання, внаслідок чого система регулювання може стати непрацездатною. Для зриву таких автоколивань значення $\Delta t_{i\min}$ необхідно зменшувати.

З наведених міркувань можна також зробити висновок, що промислові автоматичні системи регулювання (АСР) з ВМ постійної швидкості можуть бути реалізовані лише за значень $T_0 \geq 2\,c$. При цьому, щоб забезпечити роботу ВМ у ковзному режимі (режим короткочасних вмикань/вимикань, що є наближено лінійним і тому приймається як основний), а також його надійність, необхідно обирати більші значення T_0.

У промислових АСР застосовуються два способи реалізації імпульсних алгоритмів регулювання з ШІМ-керуванням виконавчими механізмами постійної швидкості [3]. Один з них полягає у тому, що алгоритм регулювання повністю формується функціональним блоком регулятора, а ВМ постійної швидкості використовується як привід пропорційної дії (ПВМ), що реалізується за допомогою жорсткого від'ємного зворотного зв'язку по положенню його робочого органа (позиційний зворотний зв'язок). У цьому випадку, наприклад, імпульсний ПІД-алгоритм з реальною диференціальною складовою описується дискретною передавальною функцією

$$W_{ipid}(z) = K_p \left[1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{\dfrac{T_d N}{(T_d + T_0 N)} \left(1 - z^{-1}\right)}{1 - \dfrac{T_d}{T_d + T_0 N} z^{-1}} \right], \tag{4}$$

де K_p, T_i, T_d – коефіцієнт підсилення і сталі часу інтегрування та диференціювання відповідно; N – сталий коефіцієнт (зазвичай, $N = 3 \div 15$).

За другого способу ШІМ-керування виконавчим механізмом постійної швидкості необхідний алгоритм регулювання реалізується лише з урахуванням динаміки ВМ, який у цьому випадку працює як квазілінійна інтегральна ланка (ІВМ – інтегральний виконавчий механізм). У такому разі, щоб отримати імпульсний ПІД-алгоритм, у функціональному блоці регулятора потрібно реалізувати дискретну ПДД^2-ланку з передавальною функцією

$$W_{pdd^2}(z) = K_p \frac{T_\mu}{T_i}\left[1 + \frac{T_i}{T_0}(1 - z^{-1}) + \frac{\dfrac{T_i T_d N}{T_0(T_d + T_0 N)}\left(1 - z^{-1}\right)^2}{1 - \dfrac{T_d}{T_d + T_0 N} z^{-1}}\right]. \quad (5)$$

Тоді з урахуванням дискретного аналога передавальної функції ВМ інтегральної дії

$$W_\mu(z) = \frac{T_0}{T_\mu}\frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (6)$$

в системі буде реалізований імпульсний ПІД-алгоритм такого самого виду, як і у (4).

Описані способи керування майже ідентичні, з огляду на якість регулювання, проте відрізняються складністю реалізації цифрових алгоритмів, способом організації функцій ручного керування та деякими іншими особливостями експлуатаційного характеру.

Для прикладу розглянемо модель АСР зі статичним об'єктом першого порядку із запізненням та цифровим ПІ-регулятором, що описується передавальною функцією, створеною на основі блока PWM (рис. 5).

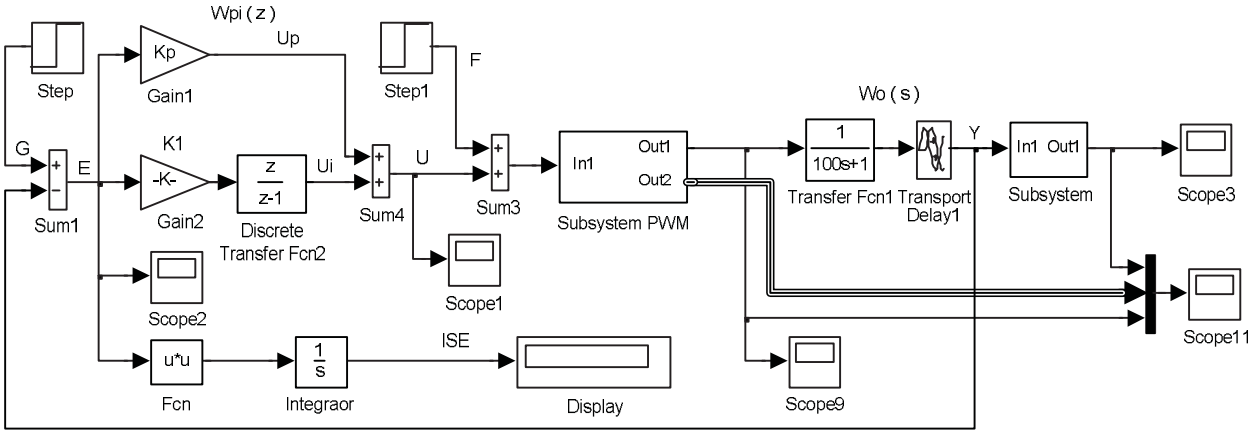

Рис. 5. Модель цифрової автоматичної системи з ПІ-регулятором та широтно-імпульсним керуванням виконавчим механізмом постійної швидкості в режимі пропорційного приводу

$$W_{pi}(z) = K_p\left(1 + \frac{T_0}{T_i}\frac{1}{1 - z^{-1}}\right).$$

Коефіцієнт $K_1 = K_p T_0 / T_i$, а запізнення об'єкта $\tau_o = 50\,c$. В моделі системи передбачене також обчислення інтегрального квадратичного критерію якості процесів регулювання ISE. Підсистема Subsystem PWM (рис. 6) виконує функції широтно-імпульсної модуляції вихідного сигналу регулятора U і містить модель виконавчого механізму постійної швидкості у вигляді лінійної інтегруючої ланки (Integrator 5) зі сталою часу T_μ. При цьому завдяки від'ємному зворотному зв'язку забезпечується робота ВМ як приводу пропорційного типу. Підсистема має два виходи, один з яких – це керуючий сигнал, а другий – вихід, призначений для візуалізації процесів у системі.

Перетворення однополярних керуючих імпульсів у біполярні з метою забезпечення імітації руху ВМ у напрямку відкривання чи закривання регулювального органа здійснюється за допомогою ланок Gain 6, Fcn 2, що реалізують дискретну похідну ланки визначення знака цієї похідної, а також ланки Product 4, яка перемножує однополярні імпульсні сигнали на знак похідної.

Дискретна похідна реалізується за виразом

$$y(k) = \frac{K\,u(k)}{T_0} - \frac{K\,u(k-1)}{T_0},$$

де $u(k)$, $u(k-1)$ – вхідні сигнали ланки на тактах k і $(k-1)$; коефіцієнт підсилення K прийнято таким, що дорівнює одиниці; $K_1 = 1/T_0$.

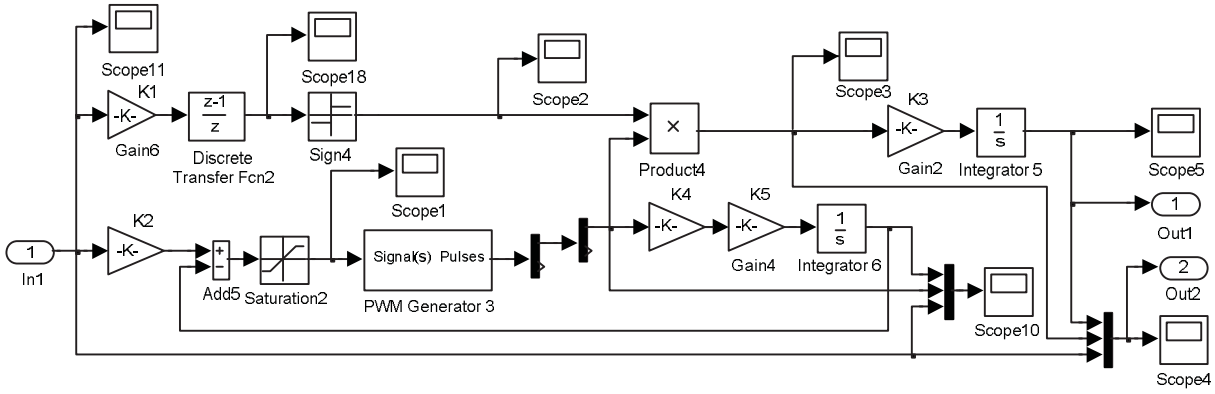

Рис. 6. Модель підсистеми широтно-імпульсного керуванням виконавчим механізмом постійної швидкості в режимі пропорційного приводу

Пропорційні ланки з коефіцієнтами підсилення $K_3 = K_5 = 1/T_\mu$ застосовуються для встановлення заданого значення сталої часу виконавчого механізму. Масштабування вхідного сигналу здійснюється за допомогою ланки з коефіцієнтом підсилення K_2, а коефіцієнт K_4 визначає ступінь зворотного зв'язку. Значення коефіцієнтів K_1 і K_2 підбираються в такий спосіб, щоб забезпечувався відповідний характер зміни регулювального сигналу, а крім того, щоб рівень сигналу на вході блока PWM не перевищував одиниці (для цього також застосована ланка насичення). Описана підсистема загалом може наближено розглядатися як пропорційна ланка з коефіцієнтом підсилення $K \approx K_2 / K_4$, оскільки широтно-імпульсний модулятор є нелінійною ланкою, навіть якщо він не входить у стан насичення [1].

Надлишкові з функціонального погляду елементи в моделях (рис. 1, 5, 6) призначені для контролю сигналів у різних точках моделей з метою полегшення їх налагодження та користування ними.

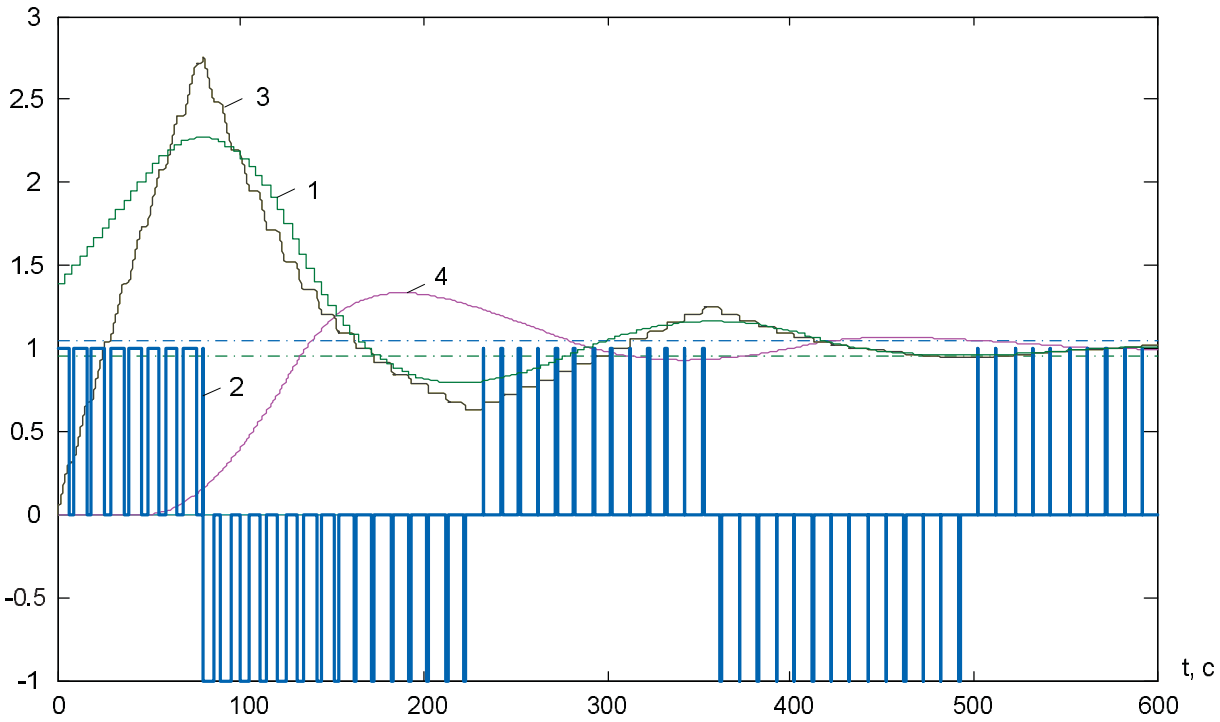

Рис. 7. Характеристики цифрової автоматичної системи з ПІ-регулятором та широтно-імпульсним керуванням виконавчим механізмом постійної швидкості в режимі пропорційного приводу

Процеси в АСР, якій відповідає модель, зображена на рис. 5, за наведених вище параметрів настроювання ПІ-регулятора і сталої часу виконавчого механізму, показано на рис. 7. Період дискретності регулятора прийнятий таким, що дорівнює $T_0 = 4c$. З метою наочності частота генератора PWM прийнята такою, що дорівнює $F = 0.1$ Гц, тобто істотно нижчою від рекомендованої. Цифрові позначення на рис. 7 такі самі, як і на рис. 2.

Особливістю широтно-модульованого керуючого сигналу (рис. 7) є те, що тривалість імпульсів на початку перехідного процесу максимальна, а за наближення до усталеного стану вона зменшується.

Інтегральна квадратична оцінка перехідного процесу по помилці регулювання (ISE) у цьому випадку набуває значення 101.1, отже, за цим показником цифрова АСР, хоч і незначно, але поступається системі з неперервним регулятором.

Описана модель АСР також дає можливість досліджувати процеси, що відбуваються у системі за компенсації збурення F, яке діє на вхід об'єкта, але при цьому необхідне деяке корегування коефіцієнтів K_2 і K_4, що пов'язано з нелінійністю ШІМ.

Висновок. Дослідження запропонованих моделей автоматичних систем з ШІМ-керуванням виконавчими механізмами постійної швидкості підтвердили правильність їх функціонування і тому вони можуть бути використані під час дослідження цифрових автоматичних систем з імпульсними алгоритмами регулювання за допомогою моделювання в процесі їх розробки.

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – СПб.: Изд-во «Профессия», 2004. – 752 с. 2. Изерман Р. Цифровые системы управления / Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с. 3. Наладка средств автоматизации и автоматических систем регулирования / Под ред. А.С. Клюева. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 368 с. 4. Олссон Г., Пиани Д. Цифровые системы автоматизации и управления. – СПб.: Невский Диалект, 2001. – 557 с. 5. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MATLAB 7: программирование, численные методы. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 752 с. 6. Дьяконов В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 784 с.

УДК 536.2.083.

І.С. Васильківський, Я.П. Юсик
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра автоматизації теплових та хімічних процесів

ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ТЕПЛОПРОВІДНОСТІ БУДІВЕЛЬНИХ МАТЕРІАЛІВ НА ОСНОВІ НОВОЇ МОСТОВОЇ ТЕПЛОВОЇ СХЕМИ НЕПОВНОГО ЗРІВНОВАЖЕННЯ

© Васильківський І.С., Юсик Я.П., 2010

Наведено теоретичні основи побудови вимірювального перетворювача теплопровідності будівельних та теплоізоляційних матеріалів на основі нової мостової теплової вимірювальної схеми неповного зрівноваження, описано принципову схему розробленого перетворювача та результати експериментальних досліджень.

In article brought theoretical motivation of building of measuring converter heat conductivity building and heat isolation material on base new bridge thermal measuring scheme, as well as brought description of the basic scheme of the developed measuring converter and results of experimental researches.

Постановка проблеми та її зв'язок із важливими практичними завданнями. У відомих розробках теплофізичних приладів для вимірювання теплопровідності будівельних матеріалів на