

ОЦІНКА ЯКОСТІ ОДНО- ТА ДВОКОНТУРНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ

© Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк О.О., 2005

Пропонуються оригінальні методики визначення оптимального співвідношення між динамічною точністю та запасом стійкості одно- та двоконтурних систем, а також порівняння систем за комплексом показників їх якості.

Proposed are original methods for computing the optimal dynamic precision to durability reserve ratio in single- and double-circuit systems, and also comparing those systems in terms of their quality indicators' battery.

У разі застосування різних методів параметричного синтезу автоматичних систем регулювання (АСР) задачу доводиться розв'язувати у багатьох варіантах, залежно від кількості прийнятих розрахункових значень кореневого показника коливності m , для методів розширених комплексних частотних характеристик (РКЧХ) [1] та багатокритеріальної оптимізації [2], або пар значень A_m та ϕ_m° для методу запасу стійкості за модулем та фазою [3]. Це зумовлено відсутністю чітких рекомендацій щодо вибору значень вказаних величин. Отже, в результаті синтезу можна отримати ряд можливих варіантів системи, які відрізняються параметрами настроювання регулятора (ПНР) і показниками якості, тобто постає проблема вибору. Проблема порівняльної оцінки також виникає кожного разу, коли необхідно порівняти системи однакового призначення, синтезовані за різними методами, або системи, що відрізняються тільки алгоритмами регулювання. Прямих (наприклад, максимальне динамічне відхилення регульованої величини, час регулювання тощо) та непрямих (інтегральні квадратичні оцінки перехідних процесів за помилкою) показників якості систем, особливо двоконтурних, існує доволі багато. Значення показників якості для різних варіантів однієї системи або різних систем можуть істотно відрізнятися. Тому впевнено сказати, що одна система є кращою, ніж інша, лише на підставі порівняння одного чи навіть декількох показників, мабуть, неможливо. У загальному випадку найобґрунтованішою може бути оцінка систем за комплексом прямих та непрямих показників якості. Однак з літературних джерел такий комплексний підхід до порівняльної оцінки систем невідомий, тому ця проблема є актуальною. Нижче пропонуються нові можливі підходи до розв'язання цієї проблеми. Один з них полягає у виборі такого варіанта системи, в якому забезпечується оптимальне співвідношення між точністю та запасом стійкості, а інший – у порівнянні систем за показниками їх якості.

Одноконтурні системи

Визначення оптимального компромісу між точністю і запасом стійкості

В основу цієї методики покладено дві глобальні характеристики систем – динамічна точність і запас стійкості. Точність системи при різних вхідних діях доволі об'єктивно може бути оцінена за допомогою інтегрального квадратичного критерію за помилкою відповідних перехідних процесів. Вважають, що статична точність системи забезпечена відповідним вибором алгоритму регулювання.

Запаси стійкості системи при коливних перехідних процесах зручно оцінювати за допомогою одного показника – частотного показника коливності M [1]. Якщо ж треба враховувати й аперіодичні перехідні процеси без перерегулювання, то цей показник втрачає зміст і необхідно користуватися безпосередньо запасами стійкості за модулем A_m та фазою ϕ_m° .

Будемо розглядати цю задачу стосовно розрахунку систем за методом багатокритеріального оптимуму [2], (це так само актуально і для методу РКЧХ). Основна ідея пропонованого способу ґрунтується на тому факті, що при зростанні розрахункових значень m запас стійкості системи зростає (цьому відповідає зменшення M), а динамічна точність, як правило, погіршується, тобто вказані характеристики системи змінюються у протилежних напрямках. Це і є підставою для висновку про можливість досягнення оптимального компромісу (співвідношення) між динамічною точністю та запасом стійкості, що є дуже актуальним з огляду на необхідність забезпечення двох найважливіших вимог до системи – точності та робастності.

У загальному випадку взаємозв'язок між точністю та запасами стійкості в системах з різними об'єктами та різними регуляторами доволі складний і непередбачуваний. Якщо зі зміною m в деякому діапазоні точність та стійкість змінюються у протилежних напрямках, то очевидно, що всередині прийнятого діапазону зміни m існує деяке його значення (та параметри системи, що йому відповідають), за якого досягається оптимальне співвідношення між точністю та стійкістю. Коли ж зі зміною m точність та стійкість змінюються в однаковому напрямку, то так само очевидно, що за певного його значення і точність, і запас стійкості є максимальними.

Для дослідження поставленої проблеми розглянемо характеристики простої одноконтурної системи з цифровим ПІ- та неперервним ПІД-регуляторами і об'єктом – пароперегрівником парового котла енергетичного блока потужністю 800 МВт, динаміка якого описується передавальною функцією [1]:

$$W_o(s) = \frac{e^{-11.4s}}{(54s + 1)(22.8s + 1)^2}, \quad (1)$$

де сталі часу і запізнення – в секундах.

Передавальні функції регуляторів приймають у вигляді:

$$W_{mi}(z) = K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} \right), \quad W_{pid}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_d s + 1} \right), \quad N = 8, \quad (2)$$

де K_p , T_i , T_d – коефіцієнт підсилення і сталі часу інтегрування та диференціювання – параметри настроювання регуляторів; T_0 – період дискретності.

Параметричний синтез систем був виконаний за методом багатокритеріального оптимуму [2], а перехідні процеси в них були досліджені за допомогою моделювання з використанням Simulink (MATLAB). Результати наведено у табл. 1 і табл. 2.

Таблиця 1

Параметри і запаси стійкості одноконтурних систем з цифровим ПІ- та неперервним ПІД-регуляторами

Параметри	АСР з ПІД-регулятором				АСР з ПІ-регулятором ($T_0 = 1$ с)			
	m				m			
	0.5	0.6	0.7	0.8	0.221	0.3	0.367	0.5
K_p	2.95	2.59	2.29	2.05	1.91	1.51	1.26	0.95
T_i, c	43.85	50.06	55.38	59.83	124.48	101.66	90.28	77.25
T_d, c	21.84	20.71	19.92	19.34	-	-	-	-
ω, c^{-1}	0.033	0.030	0.027	0.027	0.0295	0.0265	0.024	0.0208
A_m	2.06	2.39	2.73	3.07	1.91	2.28	2.59	3.22
ϕ_m°	25.5	31.3	36.7	41.4	38.7	49.1	52.1	57.9
M	2.28	1.86	1.59	1.41	1.87	1.45	1.25	1.05

Показники якості одноконтурних систем з ПІ- та ПІД-регуляторами

Показники якості	АСР з ПІД-регулятором				АСР з ПІ-регулятором ($T_0 = 1$ с)			
	m				m			
	0.5	0.6	0.7	0.8	0.221	0.3	0.367	0.5
u_{mg}	1.60	1.46	1.37	1.29	1.29	1.22	1.17	1.11
u_g	26.5	23.3	20.6	18.4	2.30	1.94	1.71	1.43
J_g	49.54	45.15	43.35	42.96	59.44	60.33	62.68	68.58
t_g, c	295	239	245	177	470	317	333	236
u_{mf}	0.29	0.31	0.33	0.35	0.46	0.49	0.51	0.55
u_f	-1.60	-1.46	-1.37	-1.29	-1.29	-1.22	-1.17	-1.11
J_f	5.15	6.18	7.48	8.93	17.60	21.07	24.58	31.43
t_f, c	224	237	247	250	387	403	390	272

Позначення у табл. 1, табл. 2: ω – частота власних коливань системи; u_{mg}, u_{mf}, u_g, u_f – максимальні відхилення регульованої величини та регулюючої змінної; t_g, t_f – час регулювання (час входження у зону п'ятивідсоткових відхилень); J_g, J_f – інтегральні квадратичні оцінки процесів за помилкою; індекси g та f стосуються відповідно процесів відпрацювання завдання та компенсації збурення f , що діє на об'єкт по регулюючому каналу.

Вибір діапазону розрахункових значень m зумовлений тим, що у системі з ПІ-регулятором, якщо $m < 0,221$, а в системі з ПІД-регулятором, якщо $m < 0,5$, істотно погіршуються запаси стійкості системи. Верхнє значення m у нас обмежене тим, що при його збільшенні перехідні процеси за завданням стають аперіодичними, без перерегулювання, і значно погіршуються їх інтегральні квадратичні оцінки.

Як видно з табл. 2, у системі з ПІ-регулятором у разі зростання m значення J_g, J_f монотонно збільшуються. Трохи складніша ситуація в системі з ПІД-регулятором, в якій із зростанням m значення J_g монотонно зменшуються, а значення J_f – монотонно зростають. У такому разі бажано також забезпечити компроміс між якістю процесів за завданням та збуренням. У першому наближенні він може бути знайдений з умови мінімального значення сумарної інтегральної квадратичної оцінки за помилкою процесів відпрацювання завдання та компенсації збурення $J_\Sigma = J_g + J_f = \min$, але такий підхід не враховує запасу стійкості системи і тому далеко не завжди прийнятний.

Обґрунтований компроміс між динамічною точністю та стійкістю системи у загальному випадку може бути знайдений за допомогою спеціальної методики, описаної нижче. Її зміст для деякої кількості варіантів системи, що відрізняються параметрами настроювання і показниками якості, полягає в такому:

1. Визначають відносні значення інтегральних квадратичних оцінок процесів відпрацювання завдання і компенсації збурень. Для цього беруть значення J_{gi} різних варіантів системи і їх діленням на максимальне з них – $J_{g \max}$ знаходять відносні оцінки $\delta_{J_{gi}} = J_{gi} / J_{g \max}$ ($i = 1, 2, \dots, j$ – порядковий номер варіанта системи; j – кількість варіантів, які аналізуються). Аналогічно визначають відносні оцінки точності процесів компенсації збурення f – $\delta_{J_{fi}} = J_{fi} / J_{f \max}$.

2. Обчислюють абсолютні значення сум відносних оцінок точності $\Sigma_{\delta J_i} = \sum_{i=1}^j (\delta_{J_{gi}} + \delta_{J_{fi}})$ і діленням кожної суми $\Sigma_{\delta J_i}$ на максимальну з них $\Sigma_{\delta J_{\max}}$ обчислюють їх відносні значення $\delta_{\Sigma_{\delta J_i}} = \Sigma_{\delta J_i} / \Sigma_{\delta J_{\max}}$.

3. Беруть значення M_i варіантів системи і діленням їх на максимальне з них M_{\max} знаходять відносні оцінки запасу стійкості $\delta_{M_i} = M_i / M_{\max}$.

4. Обчислюють абсолютні значення результуючої суми відносних оцінок точності та запасу стійкості $S_{JM_i} = \delta_{\Sigma_{\delta J_i}} + \delta_{M_i}$ (можна оперувати також відносними значеннями цієї суми $\delta_{S_{JM_i}} = S_{JM_i} / S_{JM_{\max}}$).

Вибір варіанта системи, якому відповідає мінімальне значення цієї суми, забезпечує оптимальний компроміс (співвідношення) між точністю та запасом стійкості, абсолютні значення сум не враховують, важливі лише їх співвідношення.

Результати розрахунків за описаною методикою для досліджуваних систем наведено у табл. 3.

Таблиця 3

Оцінка співвідношення між точністю та запасом стійкості систем

Тип АСП	m	J_g	δ_{J_g}	J_f	δ_{J_f}	$\Sigma_{\delta J}$	$\delta_{\Sigma_{\delta J}}$	M	δ_M	S_{JM}	$\delta_{S_{JM}}$
ПІ	0.221	59.44	0.87	17.6	0.56	1.43	0.71	1.87	1.00	1.71	1.00
	0.3	60.33	0.88	21.7	0.67	1.55	0.77	1.45	0.77	1.55	0.90
	0.367	62.68	0.91	24.58	0.78	1.70	0.85	1.25	0.67	1.52	0.89
	0.5	65.58	1.00	31.43	1.00	2.00	1.00	1.05	0.56	1.56	0.91
ПІД	0.5	49.54	1.00	5.15	0.577	1.577	0.844	2.28	1.00	1.844	1.00
	0.6	45.15	0.911	6.18	0.692	1.603	0.859	1.86	0.816	1.674	0.908
	0.7	43.35	0.875	7.48	0.838	1.713	0.917	1.59	0.697	1.615	0.875
	0.8	42.96	0.867	8.93	1.00	1.867	1.00	1.41	0.618	1.618	0.877

За даними табл. 3 побудовані графіки (рис. 1), які наочно демонструють суть пропонованої методики. Криві 1 на цьому рисунку відображають сумарну відносну оцінку динамічної точності системи при відпрацюванні завдання та компенсації збурення $\delta_{\Sigma_{\delta J}}$; 2 – запас стійкості у відносних одиницях δ_M ; 3 – сумарне абсолютне значення відносних оцінок точності та запасу стійкості S_{JM} (для більшої наочності ці криві показані також окремо на рис. 1, б, г). Як видно, результуючі криві за деякого значення m мають більш чи менш чітко виражений мінімум. Отже, параметри системи, отримані за такого розрахункового значення m , забезпечують найкраще співвідношення між точністю та стійкістю системи.

На підставі даних табл. 3 і рис. 1 можна однозначно вибрати систему, в якій властивості точності та стійкості реалізуються найкраще. За такого підходу необхідно очікувати й забезпечення оптимальної робастності систем, однак це припущення потребує додаткових досліджень.

З числових даних табл. 3 і рис. 1 випливає також, що доволі близькими за співвідношенням “точність – запас стійкості” є варіанти систем з ПІ-регулятором, розраховані при $m = 0,3; 0,367; 0,5$, а також варіанти систем з ПІД-регулятором, параметри яких отримані при $m = 0,7; 0,8$.

Часто системи, у яких забезпечується оптимальне співвідношення між точністю та стійкістю, виявляються найкращими також за комплексом прямих та непрямих показників якості, отже, саме

ці варіанти систем треба розглядати як потенційно найкращі. Проте порівняльна оцінка систем – задача далеко не тривіальна.

Річ у тім, що при зміні параметрів настроювання змінюються і показники якості системи, причому, як правило, покращання одного або декількох з них призводить до погіршення інших. Тому необхідно порівнювати системи за комплексом усіх прямих та непрямих показників якості з урахуванням ступеня їх покращання чи погіршення. Способи порівняння систем регулювання у такому формулюванні задачі з літературних джерел невідомі. Нами для цього також пропонується оригінальна методика, описана нижче.

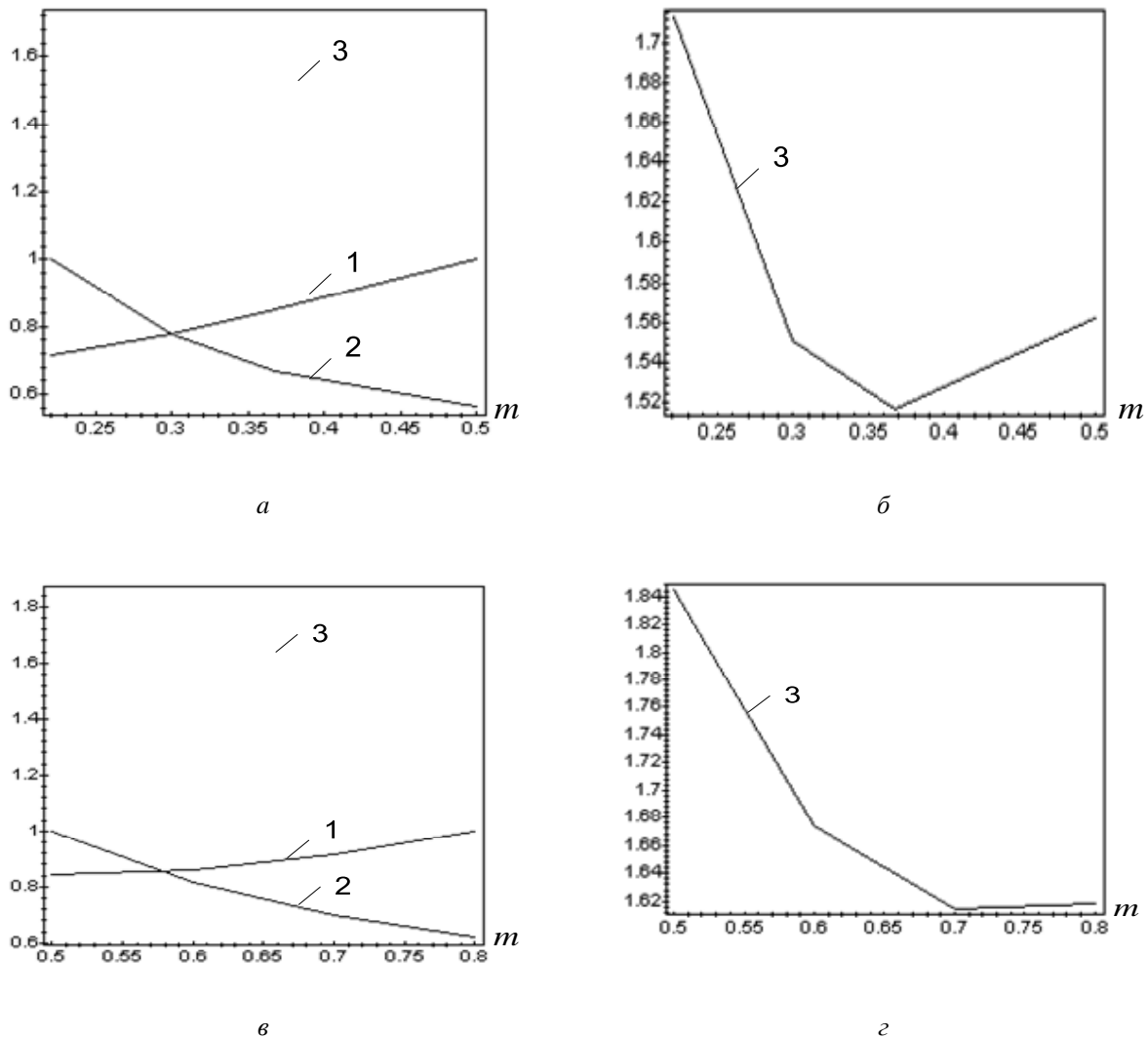


Рис. 1. Співвідношення між точністю та запасом стійкості в одноконтурних системах з цифровим ПІ- (а, б) та неперервним ПІД- регуляторами (в, г)

Порівняльна оцінка систем регулювання за комплексом показників якості

Ця методика ґрунтується на таких основних положеннях:

– усі показники якості вважаються однаково важливими, тобто мають однакову “вагу”, отже, припускається, що програш в одному або декількох показниках якості може бути скомпенсований виграшем у інших; якщо деякі показники одного виду для різних систем відрізняються, наприклад, на порядок і більше, то можна (хоч і не обов’язково) цей показник з порівняльного аналізу виключити і врахувати його під час остаточного вибору системи; принципово для окремих видів показників можна вводити вагові коефіцієнти, однак вибір їх значень важко обґрунтувати;

– порівнювати доцільно лише відносні значення показників, оскільки вони дуже відрізняються як за своєю природою, (зокрема, деякі з них безрозмірні, а інші, як, наприклад, час регулювання та запас стійкості за фазою є розмірними величинами), так і за абсолютними значеннями; усі показники одного виду для порівнюваних систем, наприклад, час регулювання, зводяться до однакового масштабу, що, власне, і є основною вимогою для коректного порівняння;

– усі, як прямі, так і непрямі показники якості (за винятком A_m, ϕ_m°) характерні тим, що чим меншими є їх абсолютні значення, тим кращою може вважатися система.

З урахуванням вказаних положень методика порівняльної оцінки систем регулювання полягає у такому:

1. Визначаються відносні значення показників якості; для цього для порівнюваних систем беруть показник P_i одного виду, наприклад, час регулювання за завданням, і діленням абсолютних значень цього показника на максимальне його значення $P_{i\max}$ визначають відносні значення $\delta_{P_i} = P_i / P_{i\max}$, де $i = 1, 2, \dots, n$ – кількість видів показників.

2. Обчислюють суми відносних значень показників якості для кожної з порівнюваних систем; мінімальне значення цієї суми й визначає найкращу за комплексом показників систему; абсолютні значення цих сум не враховують, а враховують лише їх співвідношення.

Результати порівняння досліджуваних систем за описаною методикою наведені у табл. 4, де найкращі варіанти виділені жирним шрифтом.

Таблиця 4

Порівняльна оцінка одноконтурних систем з ПІ та ПІД-регуляторами за комплексом показників якості

Параметри системи	АСР з цифровим ПІ-регулятором						АСР з неперервним ПІД-регулятором			
	система 1 $m = 0.3$		система 2 $m = 0.367$		система 3 $m = 0.5$		система 1 $m = 0.7$		система 2 $m = 0.8$	
	абс. показ.	відн. показ.	абс. показ.	відн. показ.	абс. показ.	відн. показ.	абс. показ.	відн. показ.	абс. показ.	відн. показ.
y_{mg}	1.22	1.00	1.17	0.959	1.11	0.907	1.37	1.00	1.29	0.941
t_g, c	317	0.952	333	1.00	236	0.709	245	1.00	177	0.722
J_g	60.33	0.880	62.68	0.914	68.58	1.00	43.35	1.00	42.96	0.991
y_{mf}	0.49	0.884	0.51	0.927	0.55	1.00	0.33	0.943	0.36	1.00
t_f, c	403	1.00	390	0.968	272	0.675	247	0.988	250	1.00
J_f	21.07	0.670	24.58	0.782	31.43	1.00	7.48	0.838	8.93	1.00
M	1.45	1.00	1.25	0.862	1.05	0.724	1.59	1.00	1.41	0.887
Σ		6.386		6.412		6.015		7.768		6.541

Описані методики легко програмуються і можуть бути поширені на довільну кількість варіантів систем, однак досвід показує, що при кількості систем, більшій від чотирьох, програми стають громіздкими і незручними у користуванні, тоді краще розв'язувати задачу поетапно.

Кожна з описаних вище методик є самостійною і, залежно від мети дослідження, можна використовувати або одну, або іншу. Проте у загальному випадку найобґрунтованіший вибір конкретного варіанта системи можна отримати, визначивши спочатку ті, що характеризуються найкращим та близькими до нього значеннями співвідношення “точність – запас стійкості”, після чого, порівнявши близькі варіанти за комплексом усіх показників якості, вибрати оптимальний.

Двоконтурні системи

Оцінка якості двоконтурних (каскадних) систем в загальних рисах може бути виконана так само, як і одноконтурних. Проте у такому разі задача ускладнюється внаслідок того, що необхідно враховувати точність та запаси стійкості при різних вхідних діях не тільки зовнішнього, але й внутрішнього контурів системи, тобто зростає кількість показників, які треба враховувати. Крім того, більшою є кількість варіантів системи, які необхідно аналізувати, що зумовлено специфікою синтезу двоконтурних систем, при якому потрібно враховувати ряд різних пар значень показників коливності контурів стабілізуючого та коректуючого регуляторів.

Цю задачу розглянемо на прикладі каскадної системи з послідовно-паралельною корекцією (рис. 2), що містить об'єкт (1). Допоміжна та основна частини цього об'єкта описуються відповідно передавальними функціями [1]:

$$W_{oq}(s) = \frac{e^{-1.8s}}{(9.6s+1)}; \quad W_{oy}(s) = \frac{(9.6s+1)e^{-9.6s}}{(54s+1)(22.8s+1)^2}, \quad (3)$$

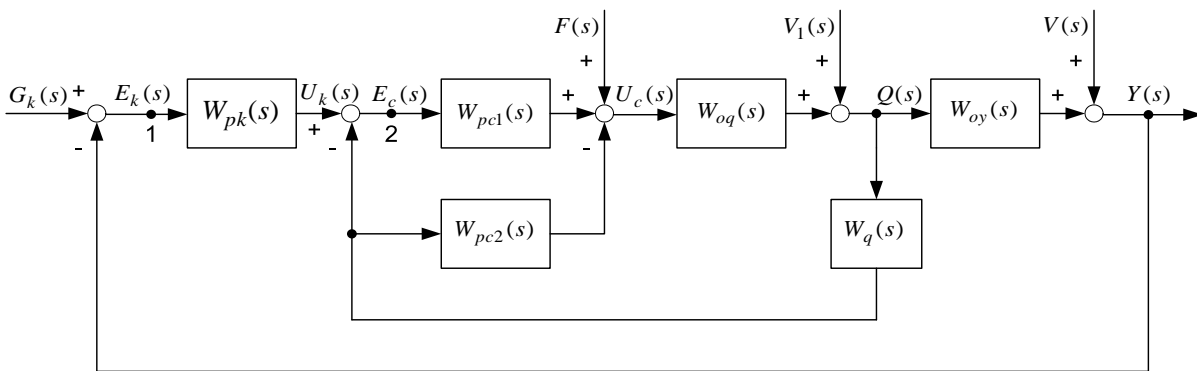


Рис. 2. Структура каскадної АСП з послідовно-паралельною корекцією у контурі стабілізації

Передавальні функції коректуючого (КР) і стабілізуючого (СР) регуляторів приймають у вигляді:

$$W_{pk}(s) = W_{pik}(s) = K_{pk} \left(1 + \frac{1}{T_{ik}s} \right), \quad (4)$$

$$W_{pc1}(s) = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{ic}s} \right), \quad W_{pc2}(s) = K_{pc} \left(1 + \frac{T_{dc}s}{\frac{T_{dc}}{N}s + 1} \right), \quad N = 8. \quad (5)$$

Синтез системи був виконаний за методом багатокритеріального оптимуму в просторі усіх параметрів настроювання регуляторів [4]. Було прийнято, що передавальна функція вимірювального перетворювача допоміжної регульованої величини $W_q(s) = 1$. Під час синтезу були визначені ПНР для показників коливності контуру стабілізації $m_c = 0.5; 0.6; 0.7$ при значеннях показника коливності зовнішнього контуру $m_k = 0.221; 0.367; 0.5; 0.6$. Частина результатів, актуальних в контексті розв'язуваної задачі, наведена у табл. 5. З цієї таблиці видно, зокрема, що із зростанням m_k запас стійкості контуру КР підвищується, а у контурі СР він зменшується. Власна частота внутрішнього контуру Ω приблизно у тридцять разів перевищує частоту власних коливань зовнішнього контуру.

**Параметри настроювання, власні частоти і запаси стійкості двоконтурної АСР
Шк–(Ш–ПД)с ($m_c = 0.7$)**

m_k	K_{pc}	T_{ic}, c	T_{dc}, c	Ω, c^{-1}	K_{pk}	T_{ik}, c	ω, c^{-1}	Запаси стійкості					
								Контур КР			Контур СР		
								A_{mk}	ϕ_{mk}°	M_k	A_{mc}	ϕ_{mc}°	M_c
0.221	2.52	1.74	0.85	0.58	2.47	111.4	0.035	2.0	33.6	1.98	2.0	45.1	1.40
0.367	2.62	1.66	0.93	0.60	1.58	83.2	0.028	2.9	47.6	1.32	1.9	43.5	1.47
0.5	2.68	1.63	0.97	0.61	1.16	72.6	0.024	3.7	55.1	1.10	1.9	42.8	1.50
0.6	2.70	1.61	0.99	0.62	0.96	68.1	0.021	4.4	58.6	1.02	1.9	42.5	1.51

При знайдених параметрах настроювання для різних прийнятих пар значень m_c, m_k за допомогою моделювання були досліджені перехідні процеси та показники їх якості у двоконтурній системі при відпрацюванні завдання коректуючому регулятору, а також компенсації збурень f і v_1 , тобто саме тих збурень для компенсації яких, власне, й застосовують двоконтурні системи (табл. 6).

Позначення у табл. 6: y_m, q_m – максимальні відхилення основної та допоміжної регульованих величин; t_y, t_q – час регулювання у зовнішньому та внутрішньому контурах (час регулювання за основною регульованою величиною при дії збурень f і v_1 не фіксувався, оскільки її відхилення приблизно на порядок менші від п'ятивідсоткової зони); u_{mk}, u_{mc} – вихідний сигнал КР та регулююча змінна; J_y, J_q – інтегральні квадратичні оцінки за помилкою процесів у контурах КР та СР. Як видно з табл. 6, де також наведені лише дані, актуальні для нашого прикладу, видно, що значення y_m та J_y в процесах компенсації збурень f і v_1 настільки малі, що щодо цих збурень система практично є інваріантною і з подальшого аналізу ці показники можна виключити. Отже, при оцінці характеристик двоконтурної системи необхідно враховувати лише показники якості процесів відпрацювання завдання коректуючого регулятора зовнішнім контуром, а для контуру стабілізації, крім того, треба враховувати й процеси компенсації збурень f і v_1 .

На підставі даних табл. 6 за аналогією з одноконтурною системою для обох контурів системи були розраховані залежності відносних оцінок динамічної точності та запасу стійкості, а також їх суми від розрахункового значення m_k (рис. 3, а, б). Позначення кривих на рис. 3 такі самі, як і на рис. 1.

Криві 1 і 2 на рис. 3, в отримані підсумовуванням відповідних кривих для окремих контурів. Результируюча крива 3 для системи загалом має слабо виражений мінімум, якщо $m_k = 0,5$, а варіант системи, отриманий в результаті розрахунку при $m_c = 0,7; m_k = 0,5$ характеризується оптимальним співвідношенням “точність – запас стійкості”. Втім, дуже близьким у згаданому розумінні є варіант системи, що відповідає $m_c = 0,7; m_k = 0,6$. Отже, найкращу за комплексом показників якості систему треба визначати саме з цих двох її варіантів.

Таблиця 6

Показники якості неперервної КАСР Шк – (ПІ-ПД)с ($m_c = 0.7$)

m_k	Контур стабілізуючого регулятора				Контур коректуючого регулятора			
	q_m	u_{mc}	J_q	t_q, c	u_m	u_{mk}	J_y	t_y, c
за завданням g_k								
0.221	3.26	12.8	19.44	490	1.34	2.85	47.63	391
0.367	2.15	8.75	7.75	298	1.20	2.00	50.01	282
0.5	1.60	6.6	4.14	236	1.13	1.60	55.20	207
0.6	1.42	5.6	2.86	241	1.09	1.41	59.59	222
за збуренням f								
0.221	0.21	-1.60	0.1263	7.5	0.0051	-0.016	0.0019	-
0.367	0.20	-1.66	0.1177	7.0	0.0048	-0.010	0.0018	-
0.5	0.20	-1.68	0.1132	7.0	0.0047	-0.008	0.0017	-
0.6	0.20	-1.68	0.1115	7.0	0.0047	-0.007	0.0017	-
за збуренням v_1								
0.221	1.0	-25	3.09	12	0.0055	-0.016	0.0022	-
0.367	1.0	-26	3.14	12	0.0051	-0.011	0.0019	-
0.5	1.0	-27	3.16	12	0.0050	-0.008	0.0019	-
0.6	1.0	-27	3.18	12	0.0050	-0.007	0.0018	-

Таблиця 7

Порівняльна оцінка двоконтурних систем
з Шк – (ПІ – ПД)с -регуляторами за комплексом показників якості ($m_c = 0.7$)

	Параметри	Система 1 $m_k = 0,5$		Система 2 $m_k = 0,6$	
		Абсол. показник	Відн. показник	Абсол. показник	Відн. показник
Контур коректуючого регулятора	u_{mg}	1.13	1.00	1.09	0.964
	t_{yg}, c	207	0.932	222	1.00
	J_{yg}	55.20	0.926	59.59	1.00
	M_k	1.10	1.00	1.02	0.927
	Σ_k		3.858		3.891
Контур стабілізуючого регулятора	q_{mg}	1.60	1.00	1.42	0.887
	q_{mf}	0.20	1.00	0.20	1.00
	t_{qg}, c	236	0.980	241	1.00
	t_{qf}, c	7.0	1.00	7.0	1.00
	t_{qv_1}, c	12.0	1.00	12.0	1.00
	J_{qg}	4.14	1.00	2.86	0.691
	J_{qv_1}	3.16	0.994	3.18	1.00
	M_c	1.50	0.993	1.51	1.00
	Σ_c		7.967		7.578
Система загалом	Σ_{kc}		11.825		11.469

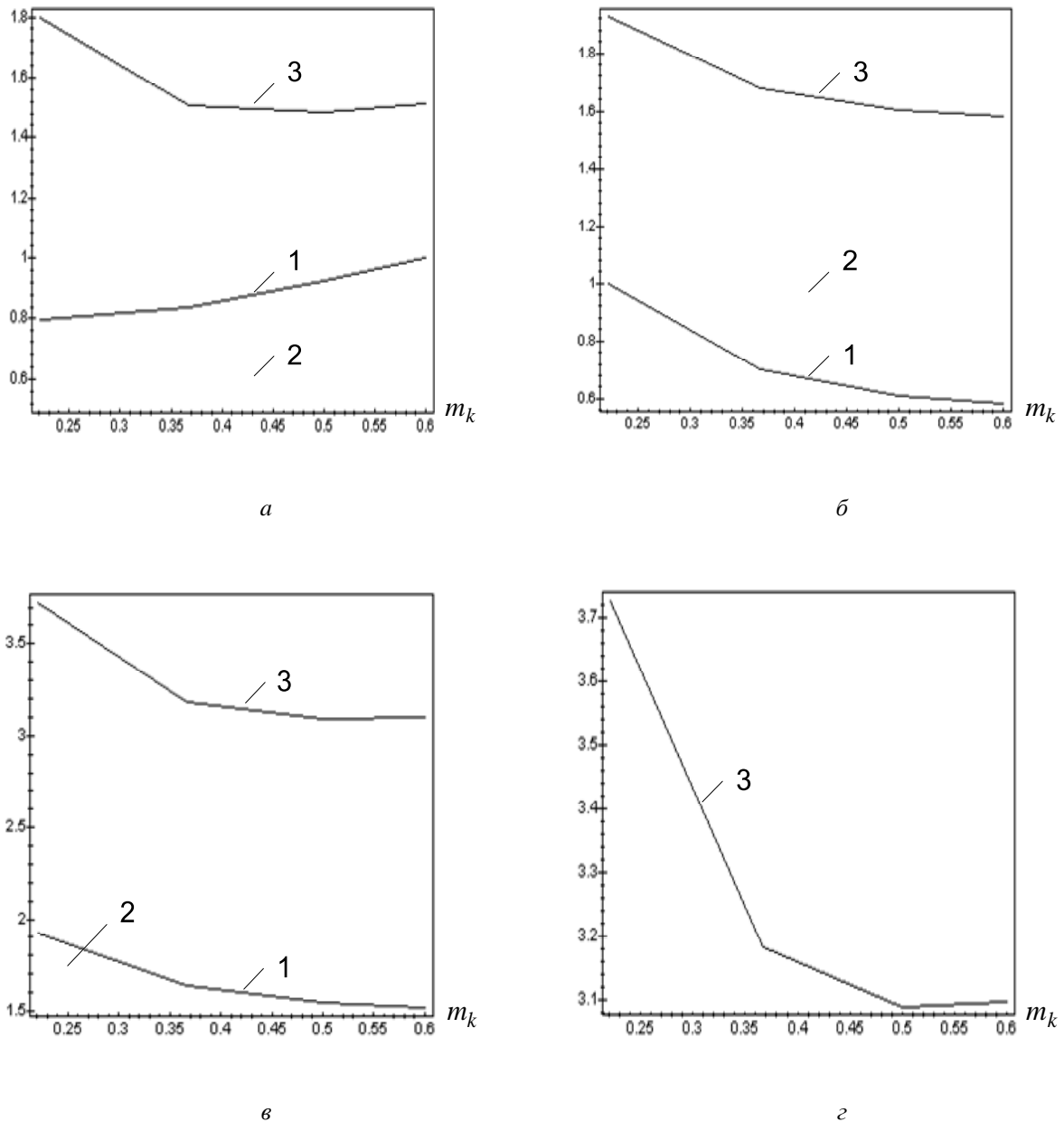


Рис. 3. Співвідношення між точністю та запасом стійкості у двоконтурній системі з неперервними ПІ-ПІД регуляторами (а – зовнішній контур; б – внутрішній контур; в, г – система загалом)

Результати розрахунків, виконаних за аналогією з одноконтурною системою, наведено у табл. 7. Позначення параметрів у цій таблиці відповідають прийнятим раніше, а додаткові індекси g , f , ν_1 вказують на відповідну вхідну дію. З даних табл. 7 випливає, що найвища якість зовнішнього контуру системи забезпечується при $m_k = 0,5$, а внутрішнього контуру – при $m_k = 0,6$. Проте сума відносних показників якості системи загалом виявилася найменшою для її варіанта, синтезованого при розрахункових значеннях $m_c = 0,7$; $m_k = 0,6$, тому саме цей варіант може бути прийнятий як найкращий з огляду на згадані вище міркування.

Висновок. Описані вище методики порівняльного аналізу дають змогу об'єктивно оцінювати характеристики систем регулювання і на цій основі вибирати з багатьох можливих варіантів системи найкращий як за співвідношенням “точність – запас стійкості”, так і за комплексом прямих та непрямих показників якості.

1. Ротач В.Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами. – М., 1985. 2. Ковела І.М. Параметричний синтез неперервних і цифрових автоматичних систем регулювання з ПІ- та ПІД-регуляторами // Вісник НУ “Львівська політехніка”. – 2002. – № 450. – С. 38–50. 3. Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк В.М. Синтез АСР з цифровими ПІ-регуляторами за заданими запасами стійкості по модулю та фазі // Вісник НУ “Львівська політехніка”. – 2004. – № 500. – С. 101–107. 4. Ковела І.М., Іванюк О.О. Синтез цифрових каскадних АСР у просторі параметрів настроювання регуляторів // Вісн. Вісник НУ “Львівська політехніка”. – 2004. – № 506. – С. 207–218.

УДК 621.373.54

Л.В. Мороз, М.Ю. Стахів

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра автоматики і телемеханіки

ПОХИБКИ ДВІЙКОВОГО ЧИСЛО-ІМПУЛЬСНОГО ПОМНОЖУВАЧА

© Мороз Л.В., Стахів М.Ю., 2005

Досліджено похибки структури на основі двійкових число-імпульсних помножувачів при їх каскадному увімкненні в режимі множення.

The error researches of structures based on binary rate multipliers cascade connected in multiply mode has been made in this paper.

Вступ

Сьогодні одним з основних елементів число-імпульсних функціональних перетворювачів є двійковий число-імпульсний помножувач (ЧІП) (binary rate multiplier). Цей пристрій використовується для множення цілого числа на сталий дробовий коефіцієнт, добуток в якому зображається цілим числом. Такий помножувач є одним із варіантів спрощеної структури класичного дробового двійкового помножувача (fractional multiplier).

Двійковий ЧІП реалізує функцію

$$y_T = x \cdot \frac{z}{N_m}, \quad (1)$$

де $x = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$ – ціле число, задане послідовністю вхідних імпульсів; $z = \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$ – керуюче

число помножувача, задане позиційним кодом, причому для кожного $z = \overline{1, N_m - 1}$ діапазон зміни $x = \overline{1, N_m}$; $N_m = 2^n$, де n – кількість двійкових розрядів помножувача.

Функцію (1) можна зобразити у вигляді

$$y_T = x \cdot z', \quad (2)$$

де $z' = \frac{z}{N_m}$ – дробовий коефіцієнт.

Із урахуванням (1) рівняння (2) можна записати так:

$$y_T = \sum_{i=0}^{n-1} x b_i 2^{i-n} = \left(\sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i \right) \left(\sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^{i-n} \right). \quad (3)$$

У класичному дробовому двійковому помножувачі функція множення реалізується так.