

МЕТОД ЗА ТОЧНО ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА ДИНАМИЧНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХИБРИДНИ ЕДНОКОНТУРНИ САР

Н. М. Неделчев

A METHOD FOR EXACT CALCULATION OF THE DYNAMIC BEHAVIOUR OF HYBRID SINGLE CONTROL LOOPS

N. M. Nedelchev

E-mail: nnedelchev@btu.bg

ABSTRACT

A calculation procedure is suggested for the exact determination of the dynamic behaviour of hybrid single control loops, which have been established for analogue plant control with digital controllers. The procedure has been developed into software. An iterative approach was employed in order to avoid errors with operations with large numbers transformed by computers into exponential form. The system can work with ten of the most popular controllers and with eight of the most frequently used object models. The system also calculates the most frequently used performance criteria. Examples are used to demonstrate the advantages of the procedure in the analysis of hybrid loops.

Key words: hybrid single control loop, digital controller, analogue plant, time delay, dynamic behavior, accuracy of calculation, performance criteria.

ВЪВЕДЕНИЕ

Използването на цифрови контролери на основата на микропроцесорните системи разшири възможностите за реализиране на по-ефективно управление в сравнение с аналоговите контролери. Ефективността се изразява във възможностите за изграждане на многообразни структури на управление, по-голямо разнообразие на регулиращи алгоритми, реализиране на програмно управление, изграждане на многомерни и многосвързани системи, йерархични системи и др. Микропроцесорните контролери са по-евтини, по-компактни и позволяват по-достъпен мониторинг. Поради големите си възможности днес те представляват 80% от всички промишлени контролери.

8-битовите базови процесори или микроконтролери са много подходящи за регулиране на налягане, температура, дебит на потоци и др. Те позволяват регулиране с относителна грешка, по-малка от 0.4%. За по-точно управление, както и за обекти с управлявани променливи, изменящи се с голяма скорост (при позициониране на работи, управление на сила, ускорение и др.), се използват 16 или 32-битови базови микроконтролери.

Управляваните технологични процеси са преди всичко аналогови. Това е особено силно изразено при непрекъснатите процеси, каквито са основните химични процеси. Комби-

бинацията между аналогови обекти за управление и цифрови контролери формира *хибридни* системи за управление, които изискват специфични подходи при изследване на процесите на управление. Възможни са три основни подхода при изследване на хибридни системи [1]:

При първия метод, наречен *директен цифров метод*, обектът се дискретизира и контурът се изследва като цифров [2,3]. Полученото диференчно уравнение се решава сравнително лесно [4,5] като може да се използва програмния продукт MATLAB [5]. Точността при този подход зависи от стъпката на дискретизация и се ограничава от стъпката, с която работи цифровият контролер в реалната САР.

При втория подход, наречен *цифров редизайн метод*, цифровият контролер се разглежда като аналогов. Получената аналогова система се изследва във временната област чрез решаване на диференциалното ѝ уравнение по точни [6], комбинирани [7] и числени методи или в честотната област [8,9]. Точните методи са трудоемки и ограничени в изследвания времеинтервал, степента на диференциално уравнение на системата за управление (при САР със закъснителен аргумент не трябва да се получава диференциално уравнение от ред, по-висок от втори), алгоритъма на контролера и вида на входния сигнал. При числените методи се използват

методите на Рунге-Кутта, някои от които могат да се реализират с MATLAB [5]. Точността на получените процеси на управление зависи от избрания метод на решаване (например цифровите методи на Бутчер и Дорман-Принс изчисляват динамичните процеси с относително най-малки грешки), както и от вида на входния сигнал (задание или смущение). При наличие на диференциална част в алгоритъм на контролера (а всички съвременни управления включват диференциална част), използването на методите на Рунге-Кутта водят до непредсказуемо големи грешки. Освен това методите на Рунге-Кутта са практически неприложими за числено решаване на системи от по-висок от втори ред, които съдържат закъснителен аргумент. При комбинираните методи динамичните характеристики в първите няколко τ -интервала (4-8) се изчисляват по точни методи, а останалата част – по числени. Точността на метода е близка до точността на точните, а времето на изпълнение – до времето на числените. За цифрови контролери и аналогови обекти се получава грешка в показателите на управление от 2 до 25%. Методите за изследване в честотната област за обременени от същите недостатъци.

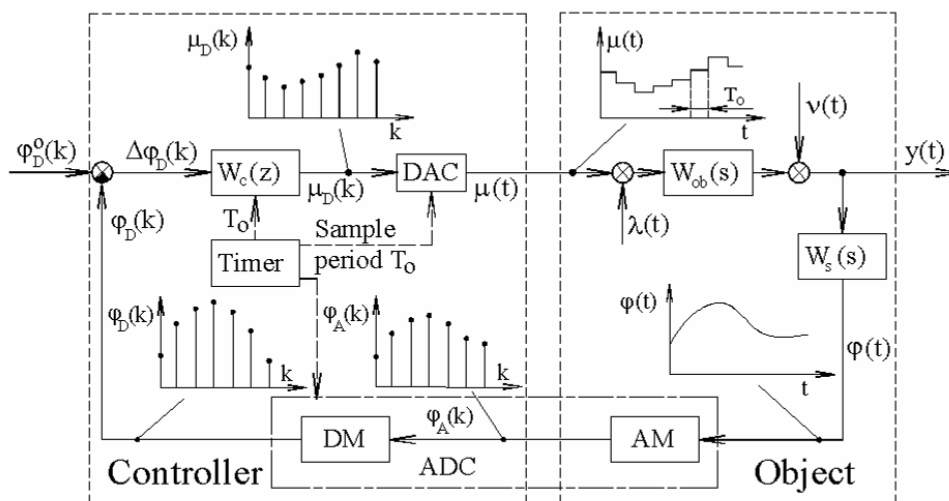
При третият подход, наречен *директен метод*, се изследват САР с реалния цифров контролер и аналогов обект. Разработените методи са главно при изследване в честотната област [1,9-16]. Тези методи са удобни при синтез на управляващи структури, но реализират големи отклонения при оптимална настройка (параметричен синтез).

Целта на настоящата работа е разработване на метод за точно изчисляване на динамичните характеристики на хибридна едноконтурна САР и оценки за качеството на регулиране.

ОПИСАНИЕ НА СТРУКТУРАТА НА ЕДНОКОНТУРНА ХИБРИДНА САР

Структурната схема на едноконтурна хибридна САР е показана на Фиг.1. Аналоговите модули да дадени с предавателни функции $W(s)$, получени чрез s -преобразуване (s – аналогов оператор на Лаплас), аналоговите сигнали са във временната област t , докато цифровите модули $W(z)$ са получени чрез z -трансформация на Лоран, а дискретните сигнали са показани в поредните моменти на квантуване k (или $t_k = k T_0$, $k = 0, 1, 2, \dots$). Стъпката на квантуване T_0 се определя от таймера **Timer**.

Аналоговият обект с предавателна функция $W_{ob}(p)$ може да бъде подлаган на промяна на заданието $\sigma^o(k)$ и смущаващите въздействия по натоварването $\lambda(t)$ и на изход $v(t)$. Изходната променлива на обекта $y(t)$ се преобразува от аналоговия сензор $W_s(p)$ в стандартен информационен сигнал $\sigma(t)$, който чрез аналого-цифровият преобразовател **ADC** се трансформира в двоичен сигнал $\sigma_D(k)$. **ADC** условно е разделен на два модула: в Аналоговият Модулатор **AM** сигналът се преобразува в последователност от импулси, модулирани по амплитуда $\sigma_A(k)$ по отношение на $\sigma(t)$, а в цифров модулатор **DM** тези импулси се преобразуват в двоичен код $\sigma_D(k)$, пропорцио



Фиг.1. Структурна схема на хибридна едноконтурна САР

нален на $\sigma_A(k)$. Разсъгласуването $\Delta\sigma_D(k)$ [$\varphi_D^0 - \sigma_D(k)$] се обработва по конфигурирано в цифровия контролер $W_c(z)$ диференчно уравнение. Полученият управляващ двоичен код $\mu_D(k)$ се трансформира от Цифрово-Аналоговия Преобразувател **DAC** в аналогов сигнал $\mu(t)$ с амплитуда, пропорционална на $\mu_D(k)$. Този сигнал остава непроменен в продължение на една стъпка на квантуване T_o до получаване на следващия аналогов сигнал. Последният чрез Актуатор (непоказан на схемата) се подава като управляващо въздействие към обекта за управление $W_{об}(s)$.

МАТЕМАТИЧЕН МОДЕЛ НА ХИБРИДНА ЕДНОКОНТУРНА САР

При разработването на метод за точно изчисляване на динамичните характеристики на хибридна едноконтурна САР ще приемем, че към обекта **Object** принадлежат всички елементи, които имат аналогови входни сигнали (Актуатор, технологичен обект $W_{об}(s)$, сензор $W_s(s)$, **AM** и), а към контролера **Controller** – модулите, които имат дискретен входен сигнал (**DM**, модулът за формиране на разсъгласуване, $W_c(z)$ и **DAC**).

Ще разглеждаме управляващото въздействие върху обекта като нелинеен аналогов сигнал, представляващ сума от стъпаловидни сигнали (положителни или отрицателни). Ако приемем $\mu_{k-1} = 0$, то този сигнал ще бъде:

$$\mu(t) = \sum_{k=0}^N [\mu(k) - \mu(k-1)] 1_k(t - kT_o), \quad (1)$$

където N е продължителността на изследвания динамичен процес на САР, изразен като брой моменти на квантуване;

$1_k(t - kT_o)$ е k -тият единичен стъпаловиден входен сигнал с квантов закъснителен аргумент kT_o :

$$1_k(t - kT_o) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < kT_o; \\ 1 & \text{при } t \geq kT_o; \end{cases} \quad (2)$$

$[\mu(k) - \mu(k-1)]$ е амплитудата на k -тият стъпаловиден входен сигнал.

Исходният аналогов сигнал на обекта вследствие на управляващото въздействие ще бъде:

$$\varphi(t) = \sum_{k=0}^N [\mu(k) - \mu(k-1)] h_b(t - kT_o). \quad (3)$$

където $h_b(t - kT_o)$ е базова преходна функция на Хевисайд с квантов закъснителен аргумент kT_o и ограничение

$$h_b(t - kT_o) = 0 \text{ при } t - kT_o \leq 0. \quad (4)$$

В изчислителната процедура по-удобно е да се оперира с модулирания изходен сигнал на обекта $\varphi_A(k)$. Ако приемем, $h_b(j)$ е модулираната по амплитуда стойност на базовата преходна функция на обекта в j -тия момент на квантуване, тогава

$$\varphi_A(k) = \sum_{j=0}^k [\mu(k) - \mu(k-1)] h_b(j-k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

По-удобна за изчисляване е процедура с итеративно коригиране на всички предстоящи за изчисляване позиции (от $k+1$ до N):

$$\varphi_A(k+i) = \varphi_A(k+i) + [\mu(k) - \mu(k-1)] h_b(i) \quad k = 1, 2, \dots, N; \quad i = 1, 2, \dots, (N-k). \quad (6)$$

При наличие на времезакъснение в обекта за управление $\tau_{об}$, и означим $L = \tau_{об}/T_o$, то итеративното изчисляване динамичната характеристика ще се извършва с допълнително изпреварване от L - стъпки:

$$\varphi_A(k+i+L) = \varphi_A(k+i+L) + [\mu(k) - \mu(k-1)] h_b(i) \quad k = 1, 2, \dots, N; \quad i = 1, 2, \dots, (N-k-L). \quad (7)$$

Ако системата е подложена на смущаващи въздействия $\lambda(t)$ и $\nu(t)$, то е необходимо предварително да се изчисли динамичната характеристика на обекта вследствие на смущаващите въздействия. Ако модулираната динамична характеристика на обекта вследствие на $\lambda(t)$ означим с $A(k)$, а на $\nu(t)$ – с $\nu(k)$, тогава

$$\varphi_A(k) = A(k) + \nu(k), \quad k = 1, 2, \dots, N; \quad (8)$$

Реалната модулирана по амплитуда стойност на управляваната променлива се получава след по-нататъшното ѝ коригиране по зависимости (6) или (7).

ЕКСПЕРИМЕНТ

Разработеният алгоритъм е програмно реализиран. Като цифрови контролери са заложили 10-те най-използвани управляващи алгоритми (таблица 1). Според литературни източници [17], те обхващат 95-98% от използваните промишлени контролери. Контролерите имат 3 или 4 параметри за настройка:

- K_p – коефициент на усилване;
- E_i – коефициент на интегриране ($E_i = 1/T_i$);
- T_i – време на интегриране);
- T_d – време на диференциране;
- T_f – времеконстанта на филтъра;
- N_f – множител, определящ степента на филтруване;

Таблица 1. Алгоритми на цифрови контролери

№	Наименование	Структура в операторен вид
1	Идеален	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} + T_d s \right) \Delta \varphi(s)$
2	Идеален с филтър	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} + \frac{T_d s}{1 + T_d s / N_f} \right) \Delta \varphi(s) \quad 3 \leq N_f \leq 10$
3	Идеален с пълно филтриране	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} + T_d s \right) \frac{1}{T_f s + 1} \Delta \varphi(s)$
4	Не-интерактивен	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} \right) \Delta \varphi(s) - \frac{K_p T_d s}{1 + T_d s / N_f} \varphi(s) \quad 3 \leq N_f \leq 10$
5	Реален (каскаден)	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} \right) \left(\frac{1 + \alpha_f T_d s}{1 + T_d s} \right) \Delta \varphi(s)$
6	Интерактивен (сериен)	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} \right) (1 + T_d s) \Delta \varphi(s)$
7	Индустриален	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} \right) \left(\varphi^o(s) - \frac{1 + T_d s}{1 + T_d s / N_f} \varphi(s) \right) \quad 3 \leq N_f \leq 10$
8	Паралелен	$\mu(s) = \left(K_p + \frac{E_i}{s} + T_d s \right) \Delta \varphi(s)$
9	Паралелен с филтър	$\mu(s) = \left(K_p + \frac{E_i}{s} + \frac{T_d s}{1 + T_d s / N_f} \right) \Delta \varphi(s) \quad 3 \leq N_f \leq 10$
10	Класически	$\mu(s) = K_p \left(1 + \frac{E_i}{s} \right) \left(\frac{1 + T_d s}{1 + T_d s / N_f} \right) \Delta \varphi(s) \quad 3 \leq N_f \leq 10$

Таблица 2. Модели на управление в хибридна едноконтурна САР

№	Наименование	Съкратено наименование	Предавателна функция
1	Чисто закъснение	DT	$W_{ob}(s) = e^{-s \tau_{ob}}$
2	Апериодично звено плюс чисто закъснение	FOPDT	$W_{ob}(s) = \frac{K_{ob}}{T_{ob} s + 1} e^{-s \tau_{ob}}$
3	Апериодично плюс интегрално звено плюс чисто закъснение	FOIPDT	$W_{ob}(s) = \frac{K_{ob}}{s(T_{ob} s + 1)} e^{-s \tau_{ob}}$
4	Неустойчиво звено от първи ред плюс чисто закъснение	UFOPDT	$W_{ob}(s) = \frac{-K_{ob}}{1 - T_{ob} s} e^{-s \tau_{ob}}$
5	Колебателно звено плюс чисто закъснение	SOPDT	$W_{ob}(s) = \frac{K_{ob}}{T_{ob}^2 s^2 + 2\zeta T_{ob} s + 1} e^{-s \tau_{ob}}$
6	Неустойчиво звено от втори ред плюс чисто закъснение	USOPDT	$W_{ob}(s) = \frac{-K_{ob}}{(1 - T_{ob} s)(1 + T_r s)} e^{-s \tau_{ob}}$
7	Интегрално звено от първи ред плюс чисто закъснение	IPDT	$W_{ob}(s) = \frac{1}{T_{ob} s} e^{-s \tau_{ob}}$
8	Интегрално звено от втори ред плюс чисто закъснение	I ² PDT	$W_{ob}(s) = \frac{1}{T_{ob} s^2} e^{-s \tau_{ob}}$

α_f - тегловен множител на диференциалната част.

В цифров вид алгоритмите имат допълнителен параметър за настройване - стъпката на квантуване T_o .

Цифровите алгоритми са разработени като рекурентни формули:

$$\mu(k) = \mu(k-1) + F[\mu(k-2), \Delta\varphi(k), \Delta\varphi(k-1), \Delta\varphi(k-2)] \quad (9)$$

В рекурентната формула за не-интерактивен контролер участват и $\varphi(k)$, $\varphi(k-1)$ и $\varphi(k-2)$, а при индустриален контролер във формула (9) вместо членове с разсъгласуване, участват членове, съдържащи $\varphi(k)$, $\varphi(k-1)$, $\varphi(k-2)$, $\varphi^p(k)$, $\varphi^p(k-1)$ и $\varphi^p(k-2)$,

Като обекти за управление са заложили 8-те най-популярни модели, (таблица 2). Те имат следните параметри:

K_{ob} – коефициент на преобразуване;

T_{ob} , T_r – времеконстанти;

τ_{ob} – времезакъснение;

ζ - коефициент на затихване.

Моделите на неустойчивите обекти UFOPDT и USOPDT са видоизменени в сравнение с използваните в литературата (например в [17]), като вместо K_{ob} в модела участва $-K_{ob}$. Така дефинираните модели отразяват обективно основната част от неустойчивите процеси в химическата и био-технологическата промишленост. Освен това за UFOPDT може да се използва изчислителната процедура за модел FOPDT, при отрицателни стойности на K_{ob} и T_{ob} . Моделът USOPDT гарантира, че корените на характеристичното уравнение са винаги реални, от които единият е положителен, а другият – отрицателен.

За посочените модели са намерени базовите модулирани преходни функции $h_b(k)$, които се използват за изчисляване по формули (6) или (7) на реакцията на обекта на поредното стъпаловидното управляващо въздействие. При наличие на смущаващо въздействие по натоварване се изчислява и преходната или тегловна характеристика на съответния обект, която се включва в характеристиката на хибридният управляващ контур по формула (8).

Динамичните характеристики на хибридна САР могат да се изчисляват при стъпаловидни, идеални импулсни, реално импулсни и смесени сигнали на заданието, смущението по натоварването и смущение на изход. При наличие на времезакъснение τ_{ob} точни процеси на управление се получават,

ако стъпката на квантуване T_o се подбере така, че L ($L = \tau_{ob}/T_o$) да бъде цяло число. Допълнителни опции са диференциране на преходна и интегриране на тегловна характеристика.

Освен модулирана динамична характеристика на хибридна САР в графичен и в цифров вид, резултати от изчислителната процедура са и показатели за оценка на качество на стимулационния процес, по-важни от които са:

- Относително пререгулиране, δ ;
- Период на колебание (при колебателни процеси), T ;
- Новоустановена стойност φ_{stab} ;

Тъй като според вида на динамичната характеристика и продължителността на задания изчислителен времеинтервал (чрез N), тези три показателя могат да бъдат повече от 1 (на често $30 \div 60$), то за тях се определя математичните очаквания, съответно $\bar{\delta}$, \bar{T} и $\bar{\varphi}_{stab}$ и дисперсиите им.

- Максимално динамично отклонение, $\Delta\varphi_{max}$;
- Време при максималното динамично отклонение, t_{max} ;
- Минимално динамично отклонение, $\Delta\varphi_{min}$;
- Време при минималното динамично отклонение, t_{min} ;
- Статична грешка, $\Delta\varphi_{stat}$;
- Време на регулиране, t_c ;
- Интегрална квадратична грешка, ISE ;
- Интегрална t-абсолютна грешка, $ITAE$;
- Интегрална абсолютна грешка, IAE ;
- Честотни показатели на отворената и затворена САР, показател на колебателност и съответната честота и др.

Индикира се и се показва и чистото изчислително време, от което се получава относителното изчислително време t_{rel} , използвано при сравнителни анализи.

РЕЗУЛТАТИ И ОБСЪЖДАНЕ

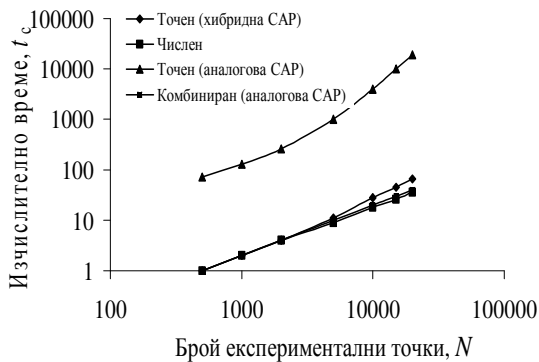
В таблица 3 са дадени показатели за оценка качеството на управление на моделна хибридна едноконтурна САР, изчислени по различни методи. При малка стъпка T_o (0.01) показателите, получени по различните методи практически се еднакви. С нарастване на T_o отклоненията между точния и хибридният метод се нарастват, за да достигнат до 24.3% при $T_o = 0.1667$. Това влияние е по-слабо изразено за показателите $\Delta\varphi_{stat}$ и t_{max} . Използването на методите на аналогова САР (точен и комбини-

Таблица 3. Показатели за оценка на качеството на управление на моделна едноконтурна хибридна САР¹, получени при различни изчислителни методи

Изчислителен метод	T_0	$\bar{\delta}$	\bar{T}	$\overline{\Delta\varphi_{stat}}$	$\Delta\varphi_{max}$	t_{max}	$\Delta\varphi_{min}$	t_c	ISE	ITAE	IAE
Точен (хибридна САР)	0.010	0.646	2.073	-0.001	1.572	1.37	0.570	10.91	0.291	3.171	1.029
	0.025	0.618	2.025	-0.001	1.540	1.33	0.604	9.62	0.258	2.934	0.951
	0.050	0.602	1.978	-0.001	1.521	1.30	0.622	8.55	0.227	2.524	0.857
	0.100	0.571	1.900	-0.003	1.487	1.20	0.656	8.00	0.174	1.866	0.691
	0.167	0.527	1.667	0.006	1.430	1.16	0.691	5.82	0.115	1.069	0.482
Числен	0.010	0.643	2.077	-0.001	1.569	1.37	0.574	10.93	0.291	3.165	1.028
	0.025	0.608	2.030	-0.001	1.532	1.32	0.616	9.65	0.247	2.779	0.917
	0.050	0.582	2.000	-0.001	1.507	1.30	0.646	8.55	0.208	2.293	0.801
	0.100	0.532	1.938	-0.001	1.457	1.20	0.697	6.40	0.147	1.557	0.611
	0.167	0.465	1.834	0.006	1.396	1.17	0.757	4.83	0.087	0.961	0.421
Точен (аналогова САР)	$0.01 \div 1.167^2$	0.633	2.062	0.000	1.559	1.37	0.585	10.88	0.291	3.097	0.991
Комбиниран (аналог. САР)	$0.01 \div 1.167^2$	0.634	2.062	0.000	1.559	1.37	0.586	10.76	0.292	3.189	1.033

$$^1 W_{ob}(p) = \frac{1}{1p+1} e^{-0.5p}; \quad W_c(p) = 2.5 \left(1 + \frac{0.7}{p} \right).$$

² За аналогова САР точният и комбинираният метод влиянието на стъпката T_0 върху промяната на показателите е по-малка от 1.2%.



Фиг.2. Влияние на броя експериментални точки върху изчислителното време при различни изчислителни методи

ран) за изчисляване на динамичните характеристики на хибридна САР водят до грешки, превишаващи 300%.

На Фиг.2 е показана зависимостта на относителното изчислително време t_{rel} от броя на изчисляваните в динамичната характеристика точки N . При $N < 1000$, t_{rel} на предлагания

точен метод за изчисляване на хибридна САР е съизмеримо с t_{rel} на числения и комбинирания методи за аналогова САР. На фигурата е дадена и зависимостта за точен метод за FOPDT. Вижда се, и неговото t_{rel} е многократно по-голямо в сравнение с останалите методи. При точен метод за IPDT t_{rel} е също многократно по-голямо, но не толкова силно изразено. С нарастване на N , t_{rel} на предлагания метод нараства по слабо изразена експонента. При зададени N , първите точки се изчисляват с най-малка скорост, а последните – с най-голяма. Причина за това е необходимостта от коригирането по формули (7) или (8) на всички точки от текущата (k) до последната (N) позиции. При изчисляване по точен метод за аналогова САР тази зависимост е противоположна – най-бързо се изчисляват първите, а най-бавно – последните точки, като скоростта е еднаква да точките, включени в даден времеинтервал. Поради това при оптимизационни процедури с използване на тези методи N не трябва да се задава с излишен резерв. При комбинирания метод за

аналогова САР и числения метод и t_{rel} нараства право пропорционално на N , като скоростта е практически еднаква за всички изчислени точки.

Разработеният метод може да бъде включен в оптимизационна процедура за намиране в хибридна САР на оптималните параметри за зададен тип контролер при зададени модел и параметри на обекта за управление и критерий за оптималност. За разгледания в таблица 3 моделен обект и параметри, идеален PID контролер, $T_o = 0.1667$ и критерий минимум на ИТАЕ при използване на точния метод за хибридна САР се получиха: $K_p^{opt} = 3.3116$;

$E_i^{opt} = 1.6288$; $T_d^{opt} = 0.1495$ при ИТАЕ = 0.3422

и $\bar{\delta} = 0.34$. Ако в оптимизационната процедура се използва точен или комбиниран метод за аналогова САР се получават оптималните параметри на контролера $K_p^{opt} = 2.6521$; $E_i^{opt} = 1.3192$; $T_d^{opt} = 0.1754$ при

ИТАЕ = 0.6333 и $\bar{\delta} = 0.15$. Ако така намерените при аналогова САР параметри се параметрират в хибридна САР се получава процес с ИТАЕ = 1.30740 и $\bar{\delta} = 0.75$. Останалите показатели също показват стойности на лошо параметрирана САР. Това потвърждава необходимостта от използване на разработения точен метод при оптимизация и оценка на процесите на управление на хибридна едноконтурна САР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhang Y, L.-SA Shieh and C. R. Liu, *IMA Journal of Mathematical Control and Information* **21**, (2004) 433–456..
2. Kuo B. C., *Digital Control Systems*, Holt. NY: Rinehart and Winston, 1980
3. Lewis F. L., *Applied optimal control estimation: Digital design and implementation*. Englewood cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992.
4. Велев К., *Теория на автоматичното управление*, Мартилен, София, 1993.
5. Willre D.R., С.Т.Н., Baker, *Appl. Numer. Math.*, **9** (1992) 223–230.
6. Неделчев Н.М., Год. Ун-т “Проф.Ас. Златаров”-Бургас, **31**, (2002) 84-89.
7. Неделчев Н.М., Год. Ун-т “Проф.Ас. Златаров”-Бургас, **33**, (2004) 87-92.
8. T. Chen T, B.A., Francis. *Systems and Control Letters*, **15** (1990) 211–219.
9. Braslavsky J.H., R.H., *In Proceedings of the 1995 ACC*, Seattle, WA, (1995) 1040–1044.
10. Gautam R. and Mutharasan, R. A., *AICHE Journal*, **24**, №. 2, (1978) 360-364.
11. Rosenwasser Y.N., K.Y Polyakov *Automatica*, **33**, (1997) 1387-1392.
12. Chiu K.-C., A.B. Corripio and C.L. Smith, C.L. *Digital Control algorithms. Part I. Dahlin algorithm, Instruments and Control Systems*, (1973). 57-59.
13. Ha C., Ly, U.-L. and Vagners, J. *Optimal digital control with computation time-delay: a wsynthesis method, Proceedings of the American Control Conference, San Francisco, California, USA* (1993) 2626-2630.,
14. Huang H.-P. Y.C Chao., *Chemical Engineering Communications*, **18**, (1982) 51-61.
15. Isermann R., *Digital Control Systems Volume 1. Fundamentals, Deterministic Control, 2nd Revised Edition*, Springer-Verlag, 1989.
16. Middleton, R.H. and G.C. Goodwin., *Digital control and estimation: a unified approach*, Prentice-Hall Inc. 1990.
17. O'Dwyer A., *Handbook of PI and PID controller tuning rules*, World Scientific, Dublin, 2nd Edition, 2006.

Представена за печат на 15.10. 2006 г.