

TỰ ĐỘNG HÓA **AUTOMATION** NGÀY NAY **TODAY**

HỘI KHOA HỌC CÔNG NGHỆ TỰ ĐỘNG VIỆT NAM



ISSN 1859-0551

Chuyên san tháng 6 - 2006

KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG



Với sự phối hợp của:

TRƯỜNG ĐH BÁCH KHOA HÀ NỘI

TRƯỜNG ĐH HÀNG HẢI VIỆT NAM

TRƯỜNG ĐH KỸ THUẬT - CÔNG NGHIỆP THÁI NGUYÊN

Phương pháp thiết kế tối ưu module: Ví dụ ứng dụng cho các cấu trúc điều khiển số trên không gian trạng thái¹

Gert-Helge Geitner*, Nguyễn Phùng Quang**
 Dresden University of Technology*, Trường ĐHBK Hà Nội**
 E-mail: geitner@eti.etu-dresden.de*, NgPhQuang@ieee.org**

Abstract

The optimization of sampling control systems, using of methods of continuous control systems, is limited to approximations and special relations between parameters. These insufficiencies may be avoided by definition of optimization methods for digital controllers without any approximations. The submitted paper especially deals with the Digital Gain Optimum (DGO). Two examples demonstrate the application of DGO to design digital control structures in the state space.

1. Mở đầu

Mục tiêu lý tưởng của tối ưu module là làm sao cho hệ kín (có phản hồi đầu ra) có giá trị truyền đạt là hằng với

$$\left(a_x^2 + 2 \sum_{j=1}^x (-1)^j a_{x-j} a_{x+j} \right) b_0^2 = a_0^2 \left(b_x^2 + 2 \sum_{j=1}^x (-1)^j b_{x-j} b_{x+j} \right); \quad x = 1, 2, \dots \quad (3)$$

Thông qua x phương trình ta có thể tính được x ẩn, là các tham số của bộ điều chỉnh (ĐC). Như đã biết, các công thức tính bộ tham số ĐC sẽ đặc biệt đơn giản, nếu ta đặt vấn đề khử các hằng số thời gian lớn và đòi hỏi $N=0$. Từ đó, với công thức (3) ta chỉ cần cần $x=1$, tối ưu module cho tín hiệu đầu vào không có quán tính. Tối ưu module cho trường hợp tín hiệu vào có hoặc không có quán tính (tối ưu đối xứng) là trường hợp đặc biệt của tối ưu module. Việc mở rộng tối ưu đó khi $N \neq 0$ cho các hệ có quán tính được giới thiệu trong [3].

Thiết kế tối ưu module tương tự đã được sử dụng khá đa dạng trong các bộ ĐC kinh điển [4]. Vì vậy, dễ dàng nhận thấy nhu cầu về một phương pháp thiết kế hệ thống điều khiển (ĐK) số cho cả cấu trúc nhiều mạch vòng lẫn cấu trúc ĐK trên không gian trạng thái. Bài viết này giới thiệu phương pháp thiết kế „Tối ưu module số“ (TUMS) và ứng dụng để tính các hệ số phản hồi

mọi tần số (vì vậy còn được gọi là tối ưu giá trị). Nghĩa là, hàm truyền đạt G_g của hệ phải thỏa mãn:

$$\left| G_g(j\omega) \right| = 1 \quad (1)$$

cho dải tần số càng rộng càng tốt [1]. Theo Taylor và Mac Laurin, điều kiện trên đồng nghĩa với việc phải nỗ lực khử càng nhiều đạo hàm của hàm G_g tại điểm $\omega=0$ càng tốt. Đối với các hệ liên tục với hàm truyền đạt cho trước của hệ dưới dạng:

$$G_g(p) = \frac{a_0 + a_1 p^1 + \dots + a_N p^N}{b_0 + b_1 p^1 + \dots + b_M p^M} \quad (2)$$

sau một vài biến đổi ta sẽ thu được công thức (3) dưới đây phục vụ tính các tham số:

trong cấu trúc ĐK trạng thái thông qua 2 ví dụ minh họa.

2. Tối ưu module số (TUMS)

Việc thỏa mãn đòi hỏi theo công thức (1) cho một dải tần số rộng đối với hệ thống ĐK số sẽ buộc ta phải vận dụng công thức Euler.

$$z = \cos \omega T + j \sin \omega T \quad (4)$$

Nếu hàm truyền đạt của vòng ĐC số có dạng

$$G_g(z^{-1}) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}} \quad (5)$$

khí ấy ta thu được module (giá trị biên độ) của đặc tính tần như sau:

$$\left| G_g \right|^2 = G_g(z^{-1}) G_g(z) = \frac{(a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n})(a_0 + a_1 z^1 + \dots + a_n z^n)}{(b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m})(b_0 + b_1 z^1 + \dots + b_m z^m)} \quad (6)$$

Với:

$$z^i + z^{-i} = 2 \cos i\omega T \quad (7)$$

ta tính được:

¹ Tác giả của bài báo là TSKH. Geitner đã yêu cầu người dịch - Nguyễn Phùng Quang - cùng đứng tên để giúp chịu trách nhiệm về nội dung tiếng Việt. Khi dịch, bài đã được lược bớt các câu hành văn tiếng Đức tối nghĩa, hoặc thêm ý giải thích làm rõ nghĩa tiếng Việt. Bạn đọc quan tâm sử dụng có thể trao đổi trực tiếp bằng tiếng Anh với TS. Geitner qua e-mail.

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{u(\omega)}{v(\omega)}$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \sum_{i=0}^n a_i^2 + \sum_{i=1}^n \cos i\omega T \left(\sum_{j=0}^{n-i} a_j \cdot a_{j+i} \right)}{\frac{1}{2} \sum_{i=0}^m b_i^2 + \sum_{j=1}^m \cos i\omega T \left(\sum_{j=0}^{m-i} b_j \cdot b_{j+i} \right)}$$

Công thức (8) chỉ chứa các hàm cos, vì vậy khi $\omega \rightarrow 0$ ta có:

$$\frac{d^{2x+1} \left(\frac{u}{v} \right)}{d\omega^{2x+1}} = 0; \quad x = 0, 1, 2, \dots$$

Theo đó ta chỉ có thể khử được số lượng đạo hàm bậc chẵn, đúng bằng số tham số tự do ta có khi thiết kế. Với một vài biến đổi, ta có thể thu được các công thức thiết kế tối ưu sau khi tính các đạo hàm bậc chẵn của phương trình (8) (xem [5], [6]):

$$\sum_{i=1}^n i^{2x} \left(\sum_{j=0}^{n-i} a_j \cdot a_{j+i} \right) = \sum_{i=1}^m i^{2x} \left(\sum_{j=0}^{m-i} b_j \cdot b_{j+i} \right); \quad x = 1, 2, 3, \dots$$

a, n : Các hệ số, bậc của đa thức tử số của $G_g(z^{-1})$;
 b, m : Các hệ số, bậc của đa thức mẫu số của $G_g(z^{-1})$

Đạo hàm	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2.	1	1	4	9	16	25	36	49	81
4.	2	0	1	6	20	50	105	196	336
6.	3	0	0	1	8	35	112	294	672
8.	4	0	0	0	1	10	54	210	660
10.	5	0	0	0	0	1	12	77	352
12.	6	0	0	0	0	0	1	14	104
14.	7	0	0	0	0	0	0	1	16
16.	8	0	0	0	0	0	0	0	1
18.	9	0	0	0	0	0	0	0	1

B.1 Thay thế các hệ số i^{2x} theo công thức (10) bởi $K_{x,i}$ theo công thức (11)

Khi bù điểm cực bởi $d_1 = m_1$ ta phải tìm hệ số khuếch đại ĐC V_R :

Từ đạo hàm bậc 2 ($x=1$) của hàm truyền đạt ta có:

$$1 \cdot [V_0 \cdot (V_0 \cdot n_1)] = 1 \cdot [1 \cdot (-1) + (-1) \cdot (V_0) + V_0 \cdot (V_0 \cdot n_1)] + 4 \cdot [1 \cdot V_0 + (-1) \cdot (V_0 \cdot n_1)] + 9 \cdot [1 \cdot (V_0 \cdot n_1)]$$

Giải phương trình ta thu được:

$$V_R = \frac{1}{V_Z \cdot (3 + 5 \cdot n_1)}$$

Việc tính toán được thực hiện theo 3 bước:

- Tính các hệ số cho vòng có phản hồi: a_x, b_x của (5).

Có thể tiếp tục đơn giản hệ phương trình (10) bằng một phép thế. Cứ sau một lần lấy đạo hàm $x > 1$ lại triệt tiêu được từ tổng phần tích có hiệu chỉ số bé nhất và giá trị của hệ số trọng lượng của các số hạng thuộc tổng lại bé đi. Các hệ số i^{2x} sẽ được thay thế bởi các hằng số $K_{x,i}$ theo công thức (11) (xem [7]):

$$K_{x,i} = K_{x,i-1} + K_{x,i-2} - K_{x,i-3} + K_{x-1,i-1} + K_{x-1,i-2} \quad \text{khi } x > 1$$

$$K_{x,i} = i^2 \quad \text{khi } x = 1; \quad K_{x,i} = 0 \quad \text{khi } x, i < 1$$

Khi $i \leq 9$ và $x \leq 9$ ta có giá trị của các hệ số trọng lượng tập hợp trong bảng 1.

Về nguyên tắc có thể thu được các phương trình tính tham số bộ ĐC trực tiếp bằng công thức (10) và (11) cũng như bảng 1.

Ví dụ:

Cho trước là một vòng ĐC đơn với bộ ĐC số $G_R(z^{-1})$ và mô hình đối tượng ĐK $G_S(z^{-1})$ trên miền ảnh z , là mô hình thu được dưới tác dụng của khâu giữ chậm bậc không (ZOH: Zero-Order Hold).

$$G_R = \frac{V_R (1 + d_1 z^{-1})}{(1 - z^{-1})}$$

$$G_S = \frac{V_Z (1 + n_1 z^{-1})}{(1 + m_1 z^{-1})} z^{-2}; \quad V_R V_Z = V_0$$

- Tính các tổng của tích theo công thức (10).
- Giải hệ phương trình để tìm nghiệm là bộ tham số ĐC.

Qua sự liên quan giữa các hệ số của vòng ĐC và các phương trình tổng quát của bộ ĐC và đối tượng ĐK trên miền ảnh z , cũng như bằng việc giảm ước các hệ số tỷ lệ, ta có thể tiếp tục đơn giản hóa hệ phương trình (10) và tìm được nghiệm cho một số trường hợp thực tiễn thú nhất định. Khi tính, cần phân biệt giữa việc tính bằng tay (TBT) hay tính bằng máy (TBM) tính. Về vấn đề này, tài liệu [6] đã xét tới các trường hợp sau:

- a: Tìm tối ưu cho tín hiệu vào không có quán tính
 - al: Xác định đa thức tử số bằng phép bù
 - + TBT: Giải hệ chỉ bằng các phép tính số học
 - + TBM: Dùng bảng để tính V_R của bộ ĐC cho đối tượng ĐK cụ thể hoặc biến đổi hệ

phương trình tổng quát và phân biệt 2 phương án có / không có thành phần tích phân.

- a2: Không sử dụng phép bù
 - + TBT: Giải hệ phương trình tuyến tính
 - + TBM: Tính theo nguyên tắc đệ quy (recursive)
- a3: Tìm đa thức tử số của bộ ĐC bằng phép bù và các hệ số $(1+b_1z^{-1})$ thuộc mẫu số (thành phần D có quán tính - chỉ hạn chế vào một số trường hợp và cấu trúc PID)

- + TBT: Giải phương trình bậc 3
- + TBM: Hạn chế về nghiệm riêng của vài trường hợp đặc biệt

2. b: Tìm tối ưu cho tín hiệu vào có quán tính

- b1: Lọc đầu vào và bộ PI
 - + TBT: Phương trình bậc 2
 - + TBM: Tra đồ thị cho các đối tượng ĐK cụ thể
- b2: Lọc đầu vào và bộ PID
 - + TBT: Hệ phương trình phi tuyến

Việc tìm ảnh z của đối tượng ĐK và tính bộ tham số ĐC được thực hiện (tốt nhất nên) bằng một bộ phần mềm toán (ví dụ như MATLAB [8]), là bộ phần mềm có khả năng lập trình với ngôn ngữ rất dễ học. Có thể hỗ trợ thuật toán giải các phương trình phi tuyến bằng cách chọn trước có chủ đích các giá trị ban đầu khi tìm bộ ĐC cận tối ưu (suboptimal) khi không bù hằng số thời gian lớn nhất [9]. Khi tìm bộ ĐC bằng MATLAB, công sức tính sẽ quy về việc chỉ cần trả lời được một số câu hỏi (ví dụ) như:

- Các biến vào: có quán tính / không có quán tính
- Bù triệt tiêu điểm cực: không / có
- Thành phần tích phân: không / có
- Cho trước bậc của tử số bộ ĐC cần tìm

So với tối ưu module của bộ ĐC analog, tối ưu module số có các ưu điểm sau:

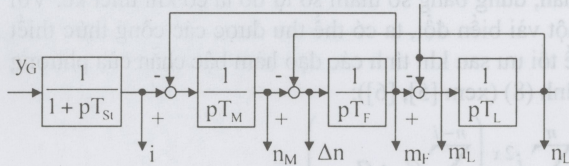
- Không cần định nghĩa hằng số thời gian tổng (không cần khử hằng số thời gian bé nhất).
- Dễ xử lý các thời gian trễ gấp nguyên hoặc không nguyên lần chu kỳ trích mẫu.

- Dễ xử lý các mô hình thiết bị ĐK trên cơ sở các bộ trích mẫu.
- Xử lý đơn giản và chính xác các phép đo giá trị thực trên cơ sở đo giá trị trung bình.
- Trong vài trường hợp, có thể sử dụng cho cả đối tượng ĐK có pha không cực tiểu.

Các mục tiếp theo sẽ chỉ ra khả năng sử dụng TUMS cho cả các cấu trúc ĐK trên không gian trạng thái.

3. Cấu trúc ĐK trạng thái thiết kế theo tối ưu module số

Ví dụ minh họa là cấu trúc ĐK đặc trưng của truyền động điện (TĐĐ) đã được đơn giản hóa trong [3]. Sơ đồ cấu trúc đã *qua chuẩn hóa* của một động cơ điện, ghép mềm với máy công tác được minh họa ở hình 1.



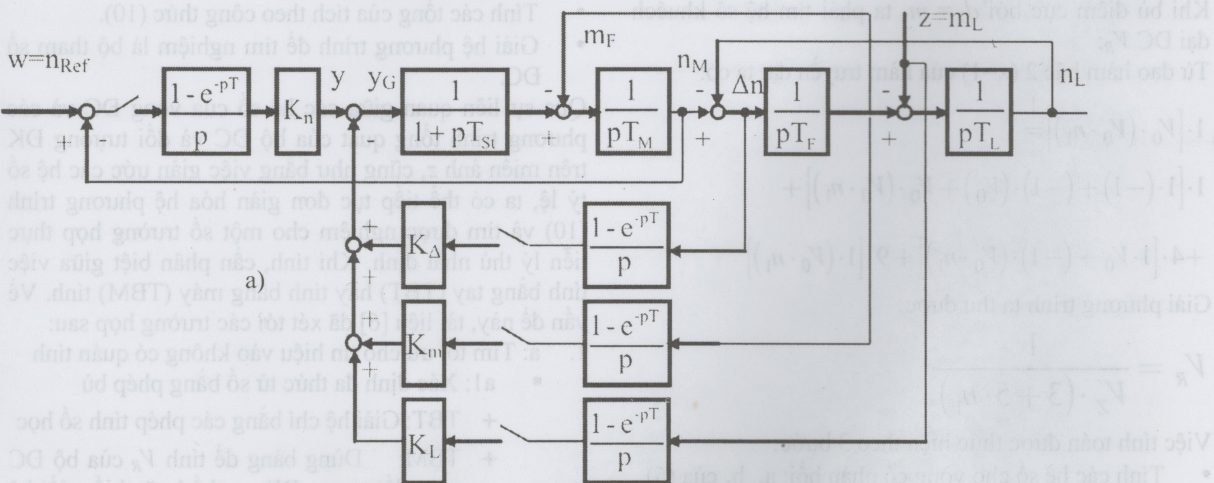
H. 1 Sơ đồ cấu trúc đơn giản đã chuẩn hóa của một hệ truyền động điện ghép mềm với phụ tải

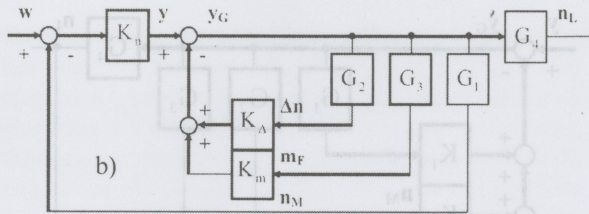
Vòng ĐC dòng trong cùng được thay thế gần đúng bởi khâu tỷ lệ có quán tính bậc nhất với hằng số thời gian T_{sr} . Các giá trị thực khó đo (mômen quay) giả thiết được thu thập bằng khâu quan sát và sẽ không được đề cập ở đây.

1. Cấu trúc ĐC thứ 1

Giải pháp ĐC trạng thái của hệ TĐĐ ghép mềm như hình 1 được giới thiệu trong hình 2a (xem [3]). Việc kiểm tra hàm truyền đạt theo đặc tính chủ đạo giữa tốc độ quay của động cơ n_M và của phụ tải n_L sẽ chỉ ra sự tồn tại của thành phần tích phân. Do đó chỉ cần gán cho khâu ĐC tốc độ G_R một cấu trúc tỷ lệ. Khâu quan sát dùng "đế đo" mômen tải m_L sẽ không được xét đến trong hàm truyền đạt đó. Có thể khử sai lệch tính khi có nhiễu bằng việc cho trước một hệ số K_L . Theo nguyên tắc giá trị cuối ta có:

$$K_L = 1 + K_m$$





H.2 Giải pháp DK trạng thái cho hệ TDD ghép mềm - Cấu trúc 1: a) Miền ảnh Laplace; b) Miền ảnh Z

Sau khi biến đổi z và chọn trước khâu ĐC đặc tính P (K_n) ta thu được hình 2b. Hàm truyền đạt $G_x(z^{-1})$ có dạng:

$$G_x(z^{-1}) = \frac{V_{Zx} \cdot (1 + n_{1x}z^{-1} + \dots + n_{yx}z^{-y}) \cdot z^{-1}}{P(z^{-1}) \cdot (1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3})}$$

$$P(z^{-1}) = (1 - z^{-1}); y = 3 \text{ khi } x = 1, 4$$

$$P(z^{-1}) = 1; y = 2 \text{ khi } x = 2, 3$$

Việc tính bộ tham số K_n, K_Δ và K_m theo phương pháp TUMS được thực hiện theo 2 bước:

- Bước 1: Tính các hệ số trọng lượng K_Δ và K_m . Khi sử dụng định nghĩa theo công thức (5) cho $G_y = m_F/y$ ứng với hình 2b

$$a_0 = 0; a_1 = V_{Z3}; a_2 = V_{Z3}n_{13}; a_3 = V_{Z3}n_{23};$$

$$b_0 = 1; b_1 = m_1 + K_\Delta V_{Z2} + K_m V_{Z3}$$

$$b_2 = m_2 + K_\Delta V_{Z2}n_{12} + K_m V_{Z3}n_{13}$$

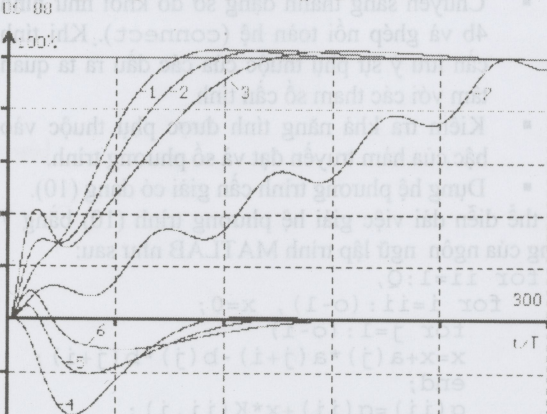
$$b_3 = m_3 + K_\Delta V_{Z2}n_{22} + K_m V_{Z3}n_{23}$$

ta sẽ thu được từ công thức (10) và bảng 1

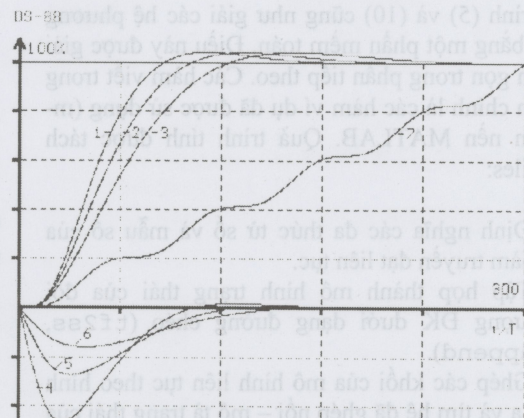
$$0 = -(a_1a_2 + a_2a_3 + 4a_1a_3) + b_1 + b_1b_2 + b_2b_3 + 4(b_2 + b_1b_3) + 9b_3; \quad (12)$$

$$0 = -a_1a_3 + b_2 + b_1b_3 + 6b_3$$

- Bước 2: Tính hệ số khuếch đại K_n . Sử dụng công thức (5) cho $G_y = n_l/w$ theo hình 2b



a) Tốc độ quay của động cơ n_M



b) Tốc độ quay phía phụ tại n_l

H.3 Đặc tính chủ đạo và nhiễu (đáp ứng bước nhảy) cho ví dụ bằng số ở bảng 2 (đặc tính số 7 - đối tượng không DC)

$$a_0 = 0; a_1 = K_n V_{Z4}; a_2 = K_n V_{Z4}n_{14}$$

$$a_3 = K_n V_{Z4}n_{24}; a_4 = K_n V_{Z4}n_{34}$$

$$b_0 = 1; b_1 = K_n V_{Z1} \cdot 1 + m_1 - 1 + K_\Delta V_{Z2} \cdot 1$$

$$+ K_m V_{Z3} \cdot 1$$

$$b_2 = K_n V_{Z1}n_{11} + m_2 - m_1 + K_\Delta V_{Z2} \cdot (n_{12} - 1)$$

$$+ K_m V_{Z3} \cdot (n_{13} - 1)$$

$$b_3 = K_n V_{Z1}n_{21} + m_3 - m_2 + K_\Delta V_{Z2} \cdot (n_{22} - n_{12})$$

$$+ K_m V_{Z3} \cdot (n_{23} - n_{13})$$

$$b_4 = K_n V_{Z1}n_{31} - m_3 + K_\Delta V_{Z2} \cdot (-n_{22})$$

$$+ K_m V_{Z3} \cdot (-n_{23})$$

Công thức (10) và bảng 1

$$0 = -(a_1a_2 + a_2a_3 + a_3a_4 + 4(a_1a_3 + a_2a_4) + 9a_1a_4) + \dots + b_1 + b_1b_2 + b_2b_3 + b_3b_4 + 4(b_2 + b_1b_3 + b_2b_4) + 9(b_3 + b_1b_4) + 16b_4;$$

(13)

Với hai phương trình (12) và (13) ta có thể tính được bộ tham số một cách dễ dàng (sử dụng hàm "fsolve" của MATLAB). Các kết quả tính cho một ví dụ cụ thể bằng số được tập hợp trong bảng 2.

B.2 Ví dụ bằng số khi giải các phương trình (12) và (13) với $T = T_{st}/4 = T_F/5 = T_M/30$

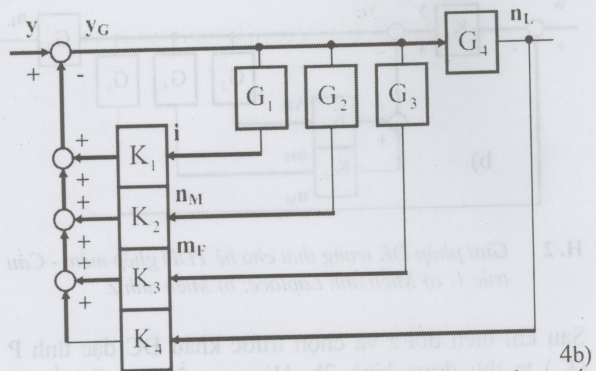
T_l/T	K_Δ	K_m	K_n	K_L	Kurve
30	1,816	-0,940	0,769	0,06	1,4
60	2,217	-0,461	1,324	0,54	2,5
120	2,418	-0,222	2,207	0,78	3,6

Trong ví dụ ta có "T" là chu kỳ trích mẫu của cấu trúc ĐC số. Các kết quả mô phỏng hai đặc tính n_M và n_l được tập hợp trong hai hình 3a/b. Trong đó các đặc tính số 1, 2 và 3 là đặc tính chủ đạo, còn 4, 5 và 6 là đặc tính nhiễu.

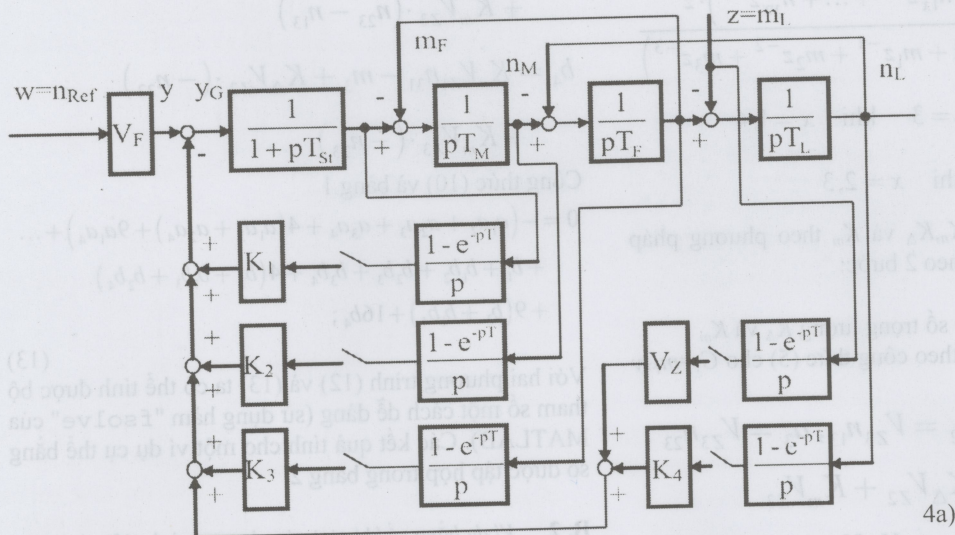
Sau khi phân tích các đặc tính ta thu được các tham số chất lượng dưới đây:

Đặc tính số	Đặc tính chủ đạo			Đặc tính nhiễu			
		3	4	5	6	7	8
T_{On}/T	n_M	100	122	152	36,4	20,7	11,2
	n_L	92	105	131	46,5	27,2	15,8
$h_{Overshoot}/\%$	n_M	3,4	3,1	3,0	1,5	5,3	10,7
	n_L	4,2	4,1	4,2	1,9	1,1	0,7
T_{Off}/T	n_M	212	225	270	162	130	160
	n_L	212	225	270	160	171	142

Các kết quả trên là hoàn toàn tương đương với hệ DC analog như trong tài liệu [3].



H.4 Giải pháp ĐK trạng thái cho hệ TDD ghép mềm - Cấu trúc 2 (a: miền ảnh Laplace; b: miền ảnh z)



2. Cấu trúc DC thứ 2

Dựa theo [10] ta cũng có thể thiết kế cho hệ TDD ghép mềm ở hình 1 một cấu trúc ĐK trạng thái như hình 4a. Để bảo đảm độ chính xác cho các đặc tính chủ đạo và nhiễu ở chế độ tĩnh, ta phải xác định 2 tham số sau. Theo nguyên lý giá trị cuối ta có:

$$V_F = K_2 + K_4$$

$$V_Z = -(1 + K_1 + K_3)$$

Hình 4b minh họa cấu trúc DC trên miền z. Có thể tự động hóa quá trình thiết kế cấu trúc 1: Biến đổi z và các phương trình (5) và (10) cũng như giải các hệ phương trình con bằng một phần mềm toán. Điều này được giải thích ngắn gọn trong phần tiếp theo. Các hàm viết trong ngoặc đơn chính là các hàm ví dụ đã được sử dụng (m-Files) trên nền MATLAB. Quá trình tính được tách thành 2 Files:

File 1:

- Định nghĩa các đa thức tử số và mẫu số của hàm truyền đạt liên tục.
- Tập hợp thành mô hình trạng thái của đối tượng ĐK dưới dạng đường chéo (tf2ss, append).
- Ghép các khối của mô hình liên tục theo hình 4a và tìm hệ đã ghép nối - mô tả trạng thái của đối tượng (connect).
- Biến đổi Z (c2d).

- Giải hệ phương trình bằng cách gọi File 2 (fsolve).

File 2:

- Định nghĩa hàm truyền đạt với bộ tham số DC và khai báo:
 - + Các tham số cần tính
 - + Các tham số đã tính
 - + Các tham số còn phải tính
- Chuyển ảnh z của đối tượng ĐK theo điều thứ 4/File 1 thành dạng đường chéo (tf2ss, append)
- Chuyển sang thành dạng sơ đồ khối như hình 4b và ghép nối toàn hệ (connect). Khi tính cần lưu ý sự phụ thuộc của các đầu ra ta quan tâm với các tham số cần tính.
- Kiểm tra khả năng tính được phụ thuộc vào bậc của hàm truyền đạt và số phương trình.
- Dựng hệ phương trình cần giải có dạng (10).

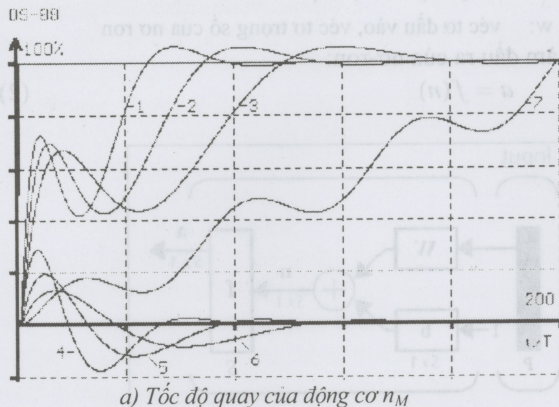
Có thể diễn đạt việc giải hệ phương trình (10) bằng 7 dòng của ngôn ngữ lập trình MATLAB như sau:

```

for ii=1:Q,
    for i=ii:(o-1), x=0;
        for j=1:(o-i)
            x=x+a(j)*a(j+i)-b(j)*b(j+i);
        end;
        q(ii)=q(ii)+x*K(ii,i);
    end;
end;
    
```


Trong các dòng lệnh trên, Q là số ẩn cần tính và o là bậc của vòng DC có phản hồi theo phương trình (5). Các hằng số K có thể tra từ bảng (ma trận, Matrix) tương tự như bảng 1. Việc ĐK từng bước tính riêng rẽ (lượng tham số, các đầu vào / ra được quan tâm, các tham số đã tính / chưa cần tính) có thể được thực hiện bởi một File thứ 3 cấp trên. Bảng 3 chứa các kết quả tính thu được qua ba bước cho cấu trúc 2.

Các kết quả mô phỏng hai đặc tính n_M và n_L được tập hợp trong hai hình 5a/b. Trong đó các đặc tính số 1, 2 và 3 là đặc tính chủ đạo, còn 4, 5 và 6 là đặc tính nhiễu.

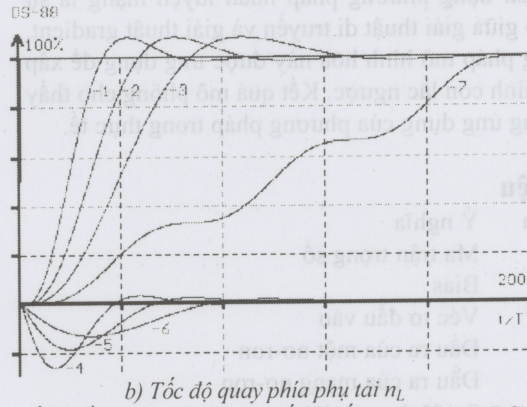


a) Tốc độ quay của động cơ n_M

B. 3 Các ví dụ bằng số của cấu trúc 2 với $T = T_v/4 = T_f/5 = T_M/30$

T_v/T	K_1	K_2	K_3	K_4	Kurve
30	3,521	27,11	7,112	-0,034	1,4
60		19,38	1,390	-0,049	2,5
120		13,63	-1,570	-0,068	3,6

Các kết quả mô phỏng ở hình 5a/b cho thấy, khi thời gian quá độ On tối đa tối 100ms và quá độ Off tối 200ms mức quá điều chỉnh tăng lên đến cỡ 6,4% hoặc 8,5%.



b) Tốc độ quay phía phụ tải n_L

H. 5 Đặc tính chủ đạo và nhiễu (đáp ứng bước nhảy) cho ví dụ bằng số ở bảng 3 (đặc tính số 7 - đối tượng không DC)

4. Kết luận

Phương pháp thiết kế tối ưu module vốn đã được thử thách nhiều trong thực tiễn, nay đã có thể được áp dụng dưới dạng tối ưu module số (TUMS) cho các hệ ĐK gián đoạn và được sử dụng trong cả cấu trúc truyền đạt nhiều mạch vòng lẫn cấu trúc ĐK trạng thái của kỹ thuật truyền động điện. Bằng TUMS ta có thể xử lý (ví dụ) thời gian trễ, đo giá trị thực theo phép đo giá trị trung bình và đa thức từ số một cách đơn giản. Khi tính toán - thiết kế bằng máy tính ta có thể sử dụng phần mềm MATLAB. Các m-Files - sử dụng theo menu cho các cấu trúc nhiều mạch vòng, dưới dạng ví dụ cho các cấu trúc ĐK trạng thái - có thể được download từ trang Web của tác giả [11].

Tài liệu tham khảo

- [1] Keßler, C.: Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Teil 3: Die optimale Einstellung des Reglers nach dem Betragsoptimum. Regelungstechnik (rt), 3 (1955) 2, S.40-49
- [2] Schönfeld, R.: Regelungen und Steuerungen in der Elektrotechnik. Verlag Technik, Berlin und München 1993
- [3] Zäh, M.; Brandenburg, G.: Das erweiterte Dämpfungsoptimum. Automatisierungstechnik at, 35 (1987) 7, S. 275-283
- [4] Preuß, H.-P.: Charakteristische Polkonfigurationen betragsoptimaler Regelkreise. Automatisierungstechnik at 40 (1992) 10, S. 373-378
- [5] Krug, H.; Geitner, G.-H.: Some remarks to the optimization of digital controllers for electric drives. 5th Power Electronics Conference, Budapest (1985), Vol. I, S.23-34
- [6] Geitner, G.-H.: Entwurf digitaler Regler für elektrische Antriebe. vde-verlag, Berlin und Offenbach 1994
- [7] Jahn, H.: Optimierung digitaler Kaskadenregelstrukturen mit dem Digitalen Betragsoptimum. Studienarbeit, TU Dresden, Elektrotechnisches Institut, 1995
- [8] n.n.: MATLAB - for MS-DOS Personal Computer. The Math. Works Inc., 1991
- [9] Voigts, M.: Ein Entwurfsverfahren für diskrete Regler nach dem Vorbild der Betragsanschmiebung. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, Abteilung für Elektrotechnik, 1985
- [10] Dat, D. H.: Diskrete Zustandsregelung von Drehstromantrieben mit elastischer mechanischer Übertragung. Dissertation TU Dresden, Fakultät Elektrotechnik, 1991
- [11] http://www.eti.et.tu-dresden.de/ae/ae_1.htm