

MỞ ĐẦU

1- Lý do chọn đề tài

Cho đến nay động cơ điện một chiều vẫn được dùng rất phổ biến trong các hệ thống truyền động chất lượng cao với dải công suất từ vài W đến hàng MW, với ưu điểm là tốc độ có thể điều chỉnh trơn trong một phạm vi rộng.

Điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều khi điều khiển nhiều mạch vòng có những tính năng tốt ở trạng thái ổn định và trạng thái động, cấu trúc đơn giản, làm việc tin cậy, thiết kế cũng rất thuận lợi. Khi kết hợp sử dụng phương pháp điều khiển hiện đại sẽ nhận được một hệ thống có chỉ tiêu chất lượng cao hơn. Do vậy tôi đã lựa chọn đề tài: " Nghiên cứu tổng hợp bộ điều chỉnh lai sử dụng trong hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ điện một chiều khi điều khiển nhiều mạch vòng".

2- Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài.

2.1- Ý nghĩa khoa học

Đề tài nghiên cứu phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh hệ thống truyền động và có kết hợp sử dụng phương pháp điều khiển hiện đại để nâng cao chất lượng hệ thống truyền động.

2.2- Ý nghĩa thực tiễn

Đề tài góp phần xây dựng được một phương pháp thiết kế kỹ thuật hệ thống điều khiển truyền động điện đơn giản hơn, thực dụng hơn. Khi thiết kế tính toán cụ thể các tham số chỉ cần dựa theo các công thức có sẵn và số liệu trong các bảng là có thể xác định được. Do vậy làm cho việc thiết kế được quy chuẩn hoá, giảm nhẹ được rất nhiều công sức.

Đề tài góp phần trong việc nghiên cứu nâng cao chất lượng hệ thống điều khiển khi kết hợp sử dụng bộ điều khiển mờ lai. Nó thích hợp cho hệ thống điều khiển tốc độ thông dụng, hệ thống tự động và cả những hệ thống phản hồi tương tự.

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan luận văn này là công trình do tôi tổng hợp và nghiên cứu. Trong luận văn có sử dụng một số tài liệu tham khảo như đã nêu trong phần tài liệu tham khảo.

Tác giả luận văn

Lý Ngô Mai

DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT, CÁC KÍ HIỆU

Stt	Kí hiệu	Diễn giải
1	R_{ω}	Bộ điều chỉnh tốc độ quay.
2	R_I	Bộ điều chỉnh dòng điện.
3	FX	Thiết bị phát xung.
4	FT	Máy phát xung đo tốc độ.
5	C	Điện dung.
6	C_e	Hệ số sức điện động động cơ một chiều
7	h	Chiều rộng trung tần đặc tính tần số mạch hở
8	I, i	Cường độ dòng điện, dòng điện mạch roto
9	I_d, i_d	Dòng điện chỉnh lưu
10	K_i	Hệ số khuếch đại mạch hở trong hệ thống mạch kín.
11	L	Điện cảm; phụ tải - Load
12	M_r	Giá trị đỉnh cao đặc tính dải tần của hệ thống mạch kín.
13	N	Động lượng nhiễu
14	n	Tốc độ quay
15	n_0	Tốc độ quay không tải lý tưởng
16	$p=(d/dt)$	Toán tử vi phân
17	R	Điện trở, tổng trở của mạch vòng roto
18	T	Hằng số thời gian
19	t	Thời gian
20	T_I	Hằng số thời gian điện từ của mạch roto
21	T_m	Hằng số thời gian điện cơ
22	T_o	Hằng số thời gian lọc sóng
23	T_s	Thời gian mất điều khiển trung bình của Thyristo
24	t_s	Thời gian điều chỉnh
25	U, u	Điện áp, điện áp cấp cho mạch roto

26	U_d, u_d	Điện áp chỉnh lưu
27	U_{dk}	Điện áp điều khiển thiết bị phát xung
28	U_{d0}	Điện áp chỉnh lưu không tải lý tưởng
29	U_n^*	Điện áp ứng với tốc độ quay cho trước.
30	U_n	Điện áp phản hồi tốc độ quay
31	U_i^*	Điện áp ứng với dòng điện cho trước.
32	U_i	Điện áp phản hồi dòng điện.
33	$W(p)$	Hàm số truyền, hàm số truyền vòng hở
34	$W_K(p)$	Hàm số truyền vòng kín
35	z	Hệ số phụ tải
36	α	Hệ số phản hồi tốc độ quay
37	β	Hệ số phản hồi dòng điện
38	γ	Độ dôi dư góc pha
39	Δn	Độ giảm tốc độ quay
40	ΔU	Độ chênh áp
41	ξ	Hệ số cản
42	λ	Hệ số quá tải cho phép của động cơ
43	$\sigma\%$	Độ quá điều khiển
44	τ	Hằng số thời gian, hằng số thời gian tích phân
45	ω	Tốc độ góc, tần số góc
46	ω_c	Tần số ngắt đặc tính mạch vòng hở
47	I_{nom}	Giá trị dòng điện định mức, giá trị đặt tên - nominal
48	I_{dm}	Giá trị dòng điện cực hạn, giá trị đỉnh cao
49	δ	Giá trị tương đối của hằng số thời gian vi phân tốc độ

DANH MỤC CÁC BẢNG

Stt	Kí hiệu	Diễn giải
1	Bảng 2-1	Sai số trạng thái ổn định của hệ thống loại I dưới tác dụng của các loại tín hiệu khác nhau.
2	Bảng 2-2	Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái động và các tham số của hệ thống điển hình loại I.
3	Bảng 2-3	Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng động và các tham số của hệ thống điển hình loại I.
4	Bảng 2-4	Giá trị M_{\min} và tỉ số tần số khi độ rộng trung tần h khác nhau.
5	Bảng 2-5	Sai số trạng thái ổn định với tín hiệu đầu vào khác nhau của hệ thống điển hình loại II.
6	Bảng 2-6	Chỉ tiêu chất lượng bám đầu vào nhảy vọt của hệ thống điển hình loại II.
7	Bảng 2-7	Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu trạng thái động và tham số của hệ thống điển hình loại II.
8	Bảng 2-8	Chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu của hệ thống hai mạch vòng kín có phản hồi âm vi phân tốc độ quay.
9	Bảng 3-1	Các luật điều khiển

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Stt	Kí hiệu	Diễn giải tên hình vẽ
1	Hình 1-1	Hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện.
2	Hình 1-2	Sơ đồ nguyên lý mạch điện hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.
3	Hình 1-3	Sơ đồ cấu trúc trạng thái ổn định hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.
4	Hình 1-4	Đường đặc tính tĩnh của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.
5	Hình 1-5	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.
6	Hình 1-6	Đồ thị tốc độ quay và dòng điện của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.
7	Hình 1-7a	Tác dụng chống nhiễu trạng thái động của hệ thống điều chỉnh tốc độ vòng kín đơn.
8	Hình 1-7b	Tác dụng chống nhiễu trạng thái động của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai vòng kín.
9	Hình 2-1	Hệ thống điện hình loại I.
10	Hình 2-2	Hệ thống điện hình loại II.
11	Hình 2-3	Đường cong thích nghi nhảy vọt điện hình và chỉ tiêu chất lượng bám.
12	Hình 2-4	Quá trình trạng thái động đột ngột tăng tải và chỉ tiêu đường cong chống nhiễu.
13	Hình 2-5	Quan hệ giữa đường đặc tính tần số biên pha mạch vòng hở của hệ thống điện hình loại I và tham số K.
14	Hình 2-6	Hệ thống điện hình loại I chịu tác dụng nhiễu.

15	Hình 2-7	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống loại I dưới tác dụng của một dạng nhiễu.
16	Hình 2-8	Đặc tính tần số biên pha mạch vòng hở và độ rộng trung tần của hệ thống điển hình loại II.
17	Hình 2-9	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống loại II dưới tác dụng của một loại nhiễu.
18	Hình 2-10	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín.
19	Hình 2-11	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch vòng dòng điện.
20	Hình 2-12	Biến đổi đẳng trị của sơ đồ cấu trúc sức điện động ngược tác dụng ($I_{dL}=0$).
21	Hình 2-13	Mạch vòng dòng điện được hiệu chỉnh thành hệ thống điển hình loại I.
22	Hình 2-14	Bộ điều chỉnh dòng điện kiểu PI có chứa bộ lọc cho trước và bộ lọc phản hồi.
23	Hình 2-15	Mạch điện tương đương đầu vào có chứa khâu lọc.
24	Hình 2-16	Đường đặc tính tần biên logarit của mạch vòng dòng điện và khâu gần đúng của nó.
25	Hình 2-17	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch vòng tốc độ quay và xử lý gần đúng của nó.
26	Hình 2-18	Bộ điều chỉnh tốc độ quay kiểu PI có cài đặt bộ lọc cho trước và bộ lọc phản hồi.
27	Hình 2-19	Quá trình khởi động hệ thống điều khiển tốc độ của mạch vòng tốc độ quay thiết kế theo hệ thống điển hình loại II.
28	Hình 2-20	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động đẳng trị của mạch vòng kín tốc độ quay.
29	Hình 2-21	Sơ đồ mô phỏng hệ thống khi không tải
30	Hình 2-22	Kết quả mô phỏng khi không tải

31	Hình 2-23	Kết quả mô phỏng khi tải định mức
32	Hình 2-24	Bộ điều tiết tốc độ quay cài đặt phản hồi âm vi phân
33	Hình 2-25	Ảnh hưởng của phản hồi âm vi phân đối với QT khởi động
34	Hình 2-26	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động có cài đặt phản hồi âm vi phân
35	Hình 2-27	Sơ đồ cấu trúc trạng thái động có phản hồi âm vi phân tốc độ chịu nhiều phụ tải
36	Hình 2-28	Sơ đồ mô phỏng Simulink
37	Hình 2-29	Đồ thị tốc độ động cơ khi có phản hồi âm vi phân tốc độ
38	Hình 3-1	Sơ đồ khối bộ điều khiển mờ
39	Hình 3-2	Mô hình chuyển đổi hiểu biết của con người và hệ mờ
40	Hình 3-3	Ví dụ chọn tập dữ liệu vào - ra
41	Hình 3-4	Hệ điều khiển mờ lai cấu trúc hai vòng
42	Hình 3-5	Sơ đồ khối hệ điều khiển mờ lai
43	Hình 3-6	Bộ điều khiển mờ và các hàm liên thuộc vào - ra
44	Hình 3-7	Luật điều khiển của bộ điều khiển mờ
45	Hình 3-8	Sơ đồ mô phỏng trong Simulink – Matlab
46	Hình 3-9	Kết quả mô phỏng của bộ điều khiển PID - Mờ
47	Hình 3-10	Đặc tính đầu ra của hai bộ điều khiển PID và PID - Mờ

MỤC LỤC

Trang

Lời cam đoan	
Danh mục các chữ viết tắt, các kí hiệu	
Danh mục các hình vẽ, đồ thị	
Danh mục các bảng	
MỞ ĐẦU	1
Chương 1 - GIỚI THIỆU TỔNG QUAN VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU	2
1.1- Hệ thống điều chỉnh tốc độ với hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện cùng với đặc tính của nó.	2
1.1.1- Đặt vấn đề	2
1.1.2 -Cấu tạo hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện.	3
1.1.3- Sơ đồ cấu trúc trạng thái ổn định và đường đặc tính tĩnh.	4
1.1.4- Điểm làm việc ở trạng thái ổn định của các biến số và tính toán các tham số ở trạng thái ổn định.	7
1.2- Chất lượng động của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.	8
1.2.1- Mô hình toán học trạng thái động.	8
1.2.2- Phân tích quá trình khởi động.	9
1.2.3- Tính năng trạng thái động và tác dụng của hai bộ điều chỉnh.	12
Chương 2 - PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ỨNG DỤNG BỘ ĐIỀU CHỈNH THÔNG THƯỜNG	17
2.1- Những tư duy cơ bản về phương pháp thiết kế ứng dụng.	17
2.2- Hệ thống điện hình	18
2.2.1- Hệ thống điện hình loại I.	18
2.2.2- Hệ thống điện hình loại II.	19
2.3- Chỉ tiêu chất lượng động của hệ thống điều khiển.	21
2.3.1- Chỉ tiêu chất lượng bám.	21
2.3.2- Chỉ tiêu tính năng chống nhiễu.	22

2.4- Quan hệ giữa các tham số và chỉ tiêu chất lượng của hệ thống điện hình loại I.	23
2.4.1-Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám của hệ thống và tham số K.	24
2.4.2- Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu và tham số của hệ thống điện hình loại I.	27
2.5- Quan hệ giữa các tham số và chỉ tiêu chất lượng của hệ thống điện hình loại II.	30
2.5.1- Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám và tham số của hệ thống điện hình loại II.	32
2.5.2- Quan hệ giữa tính năng chống nhiễu và các tham số của hệ thống điện hình loại II.	34
2.6- Bộ điều chỉnh dòng điện và điều chỉnh tốc độ quay của hai mạch vòng được thiết kế theo phương pháp ứng dụng.	36
2.6.1- Thiết kế bộ điều chỉnh dòng điện	37
2.6.2- Thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ quay	43
2.6.3- Tính toán lượng quá điều khiển tốc độ quay khi bộ điều chỉnh tốc độ quay không bão hoà nữa.	48
2.6.4 - Ví dụ thiết kế	55
2.7- Hạn chế quá điều khiển tốc độ quay - Phản hồi âm vi phân tốc độ quay.	62
2.7.1- Đặt vấn đề	62
2.7.2- Nguyên lý cơ bản hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay.	62
2.7.3- Thời gian thời bão hoà và tốc độ quay thời bão hoà.	65
2.7.4- Phương pháp thiết kế ứng dụng các tham số phản hồi âm vi phân tốc độ quay.	66
2.7.5 - Tính năng chống nhiễu của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín có cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay.	67
Chương 3 - TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU CHỈNH LAI	71

3.1 - Ứng dụng bộ điều khiển mờ trong mạch vòng tốc độ.	71
3.1.1 - Sơ đồ khối của bộ điều khiển mờ	72
3.1.2 - Nguyên lý điều khiển mờ.	73
3.1.3 - Những nguyên tắc tổng hợp bộ điều khiển mờ.	74
3.2 - Các bộ điều khiển mờ	80
3.2.1 - Bộ điều khiển mờ tĩnh.	80
3.2.2 - Bộ điều khiển mờ động.	80
3.3 - Hệ điều khiển mờ lai	82
3.3.1 - Đặt vấn đề	82
3.3.2 - Cơ sở thiết kế bộ điều khiển mờ lai.	83
3.3.3 - Thiết kế bộ điều khiển mờ lai PI	84
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ	90
TÀI LIỆU THAM KHẢO	
PHỤ LỤC	

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- 1- TS.Trần Thọ, PGS.TS.Võ Quang Lập (2004), *Cơ sở điều khiển tự động truyền động điện*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.
- 2- Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liên, Phạm Quốc Hải, D-ơng Văn Nghi (2006), *Điều chỉnh tự động truyền động điện*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.
- 3- Phan Xuân Minh, Nguyễn Doãn Ph-ớc (2006), *Lý thuyết điều khiển mờ*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà nội.
- 4- Nguyễn Phùng Quang (2006), *Matlab và Simulink dành cho kỹ s□ điều khiển tự động*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.
- 5- Nguyễn Công Hiền (2006), *Mô hình hoá hệ thống và mô phỏng*, Đại học Bách Khoa, Hà nội.
- 6- Nguyễn Trọng Thuần (2002), *Điều khiển Logic và ứng dụng*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.
- 7- Nguyễn Như Hiển, Lại Khắc Lãi (2006), *Hệ mờ và noron trong kỹ thuật điều khiển*, Nhà xuất bản khoa học tự nhiên và công nghệ.

ĐẠI HỌC THÁI NGUYÊN
TRƯỜNG ĐẠI HỌC KỸ THUẬT CÔNG NGHIỆP THÁI NGUYÊN

LUẬN VĂN THẠC SĨ KỸ THUẬT

NGÀNH : TỰ ĐỘNG HOÁ

**NGHIÊN CỨU TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU CHỈNH LAI
SỬ DỤNG TRONG HỆ THỐNG ĐIỀU CHỈNH TỐC ĐỘ
ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU KHI ĐIỀU KHIỂN
NHIỀU MẠCH VÒNG**

Học viên: **Lý Ngô Mai**

Người HD Khoa Học: **PGS.TS. Nguyễn Như Hiền**

THÁI NGUYÊN 2008

PHỤ LỤC

Bảng 1

Kiểu mạch điện chỉnh lưu	Thời gian mất điều khiển T_S (ms)
1 pha nửa chu kỳ	10
1 pha kiểu cầu (toàn chu kỳ)	5
3 pha nửa chu kỳ	3,33
3 pha kiểu cầu, 6 pha nửa chu kỳ	1,67

CHƯƠNG 1 - GIỚI THIỆU TỔNG QUAN VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

1.1- Hệ thống điều chỉnh tốc độ với hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện cùng với đặc tính của nó.

1.1.1- Đặt vấn đề

Trong hệ thống điều chỉnh tốc độ mạch vòng kín đơn dùng phản hồi âm tốc độ và bộ điều chỉnh PI có thể trong điều kiện bảo đảm hệ thống ở trạng thái ổn định thực hiện không có sai số tĩnh. Nếu đối với chất lượng động của hệ thống yêu cầu khá cao thì hệ thống một mạch vòng kín đơn khó thỏa mãn yêu cầu. Điều này chủ yếu do hệ thống mạch vòng kín đơn không thể hoàn toàn dựa theo yêu cầu để khống chế dao động và mô men của quá trình động.

Trong hệ thống điều chỉnh tốc độ mạch vòng kín đơn, chỉ có khâu phản hồi âm ngắt dòng điện là dành riêng để khống chế dòng điện, nhưng nó chỉ sau khi vượt quá dòng điện tới hạn, dựa vào phản hồi âm mạnh để hạn chế sự xung kích của dòng điện nhưng không thể khống chế thật tốt đồ thị trạng thái động của dòng điện. Sau khi dòng điện từ giá trị cực đại giảm xuống, mô men quay của động cơ cũng theo đó giảm xuống, vì vậy quá trình tăng tốc sẽ phải kéo dài.

Đối với hệ thống điều chỉnh tốc độ thường phải vận hành đảo chiều như máy bào giường, máy cán đảo chiều, việc rút ngắn thời gian quá trình khởi động là nhân tố quan trọng nâng cao năng suất. Vì vậy ở điều kiện dòng điện của động cơ bị hạn chế, muốn lợi dụng tối đa năng lực quá tải cho phép của động cơ thì trong quá trình quá độ luôn luôn giữ được dòng điện ở giá trị tối đa cho phép, làm cho hệ thống truyền động điện tận dụng gia tốc tối đa để khởi động, sau khi vận tốc đạt tới trạng thái ổn định, lại cho dòng điện lập tức giảm xuống, làm cho mô men cân bằng ngay với phụ tải.

Để khởi động nhanh nhất trong điều kiện cho phép thì cần phải nhận được một quá trình có dòng điện cực đại không đổi. Theo luật điều khiển phản hồi ta dùng phản hồi âm dòng điện là có thể nhận được quá trình dòng điện gần như không đổi. Với yêu cầu là trong quá trình khởi động chỉ có phản hồi âm dòng điện mà không thể đồng thời có thêm phản hồi âm tốc độ quay đưa tín hiệu cùng một đầu

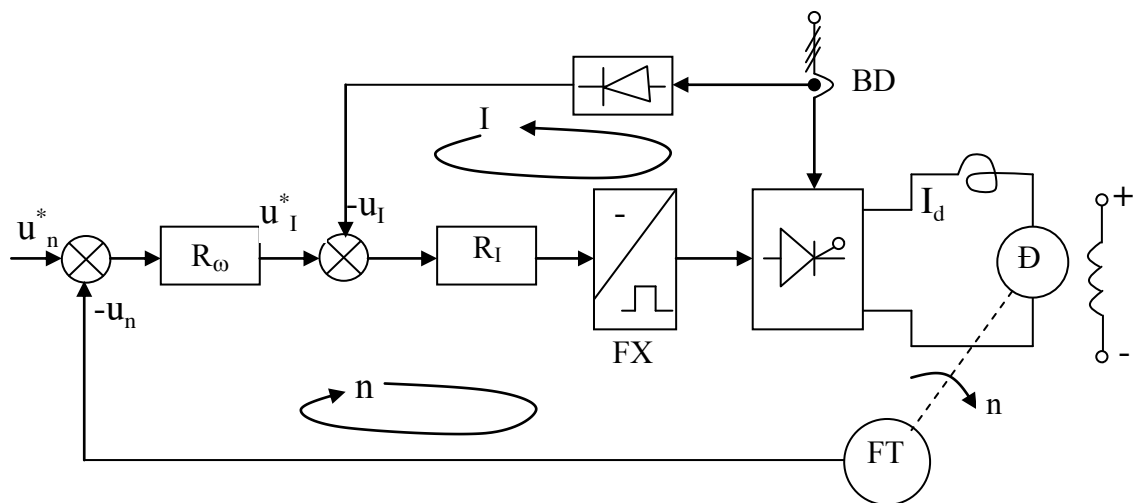
Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

vào của bộ điều chỉnh. Sau khi đạt tới tốc độ quay trạng thái ổn định, lúc này lại yêu cầu chỉ cần có phản hồi âm tốc độ quay mà không cần phản hồi âm dòng điện.

Do vậy ta dùng hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín - Nó có thể thực hiện được tác dụng của hai loại phản hồi âm vừa âm cả tốc độ quay và dòng điện, lại vừa có thể làm cho chúng chỉ gây tác dụng riêng biệt trong những giai đoạn khác nhau.

1.1.2 - Cấu tạo hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện

Để thực hiện hai loại phản hồi âm là tốc độ quay và dòng điện gây tác dụng riêng rẽ, trong hệ thống bố trí hai bộ điều chỉnh, một dùng cho tốc độ quay và một dùng cho dòng điện. Hai bộ này ghép nối tiếp nhau tức là lấy đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ quay để làm đầu vào của bộ điều chỉnh dòng điện, sau đó đầu ra của bộ điều chỉnh dòng điện đi khống chế thiết bị phát xung của bộ chỉnh lưu bán dẫn Thyristo.



Hình 1-1 Hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín
tốc độ quay và dòng điện.

Trong đó : R_ω là bộ điều chỉnh tốc độ quay

R_I là bộ điều chỉnh dòng điện

FX - thiết bị phát xung

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

FT - máy phát xung đo tốc độ

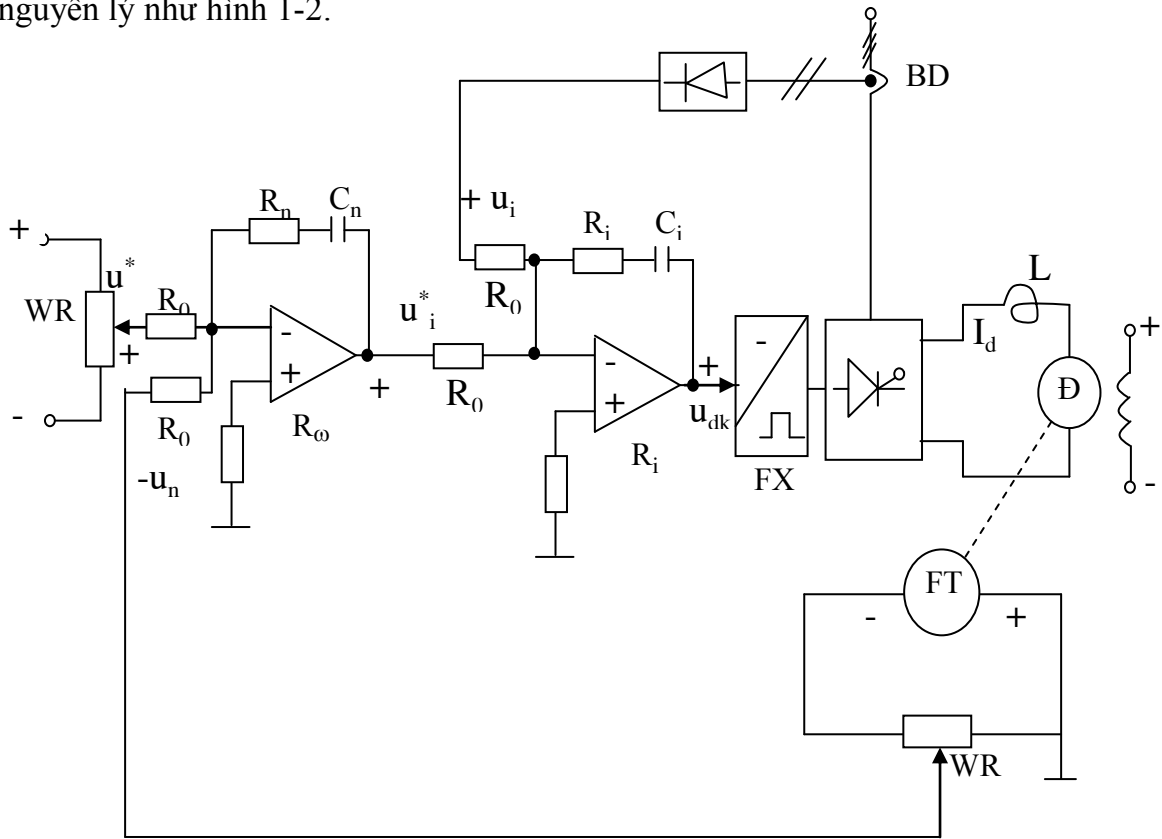
U_n^* - điện áp ứng với tốc độ quay cho trước

U_n - điện áp phản hồi tốc độ quay

U_i^* - điện áp ứng với dòng điện cho trước

U_i - điện áp phản hồi dòng điện.

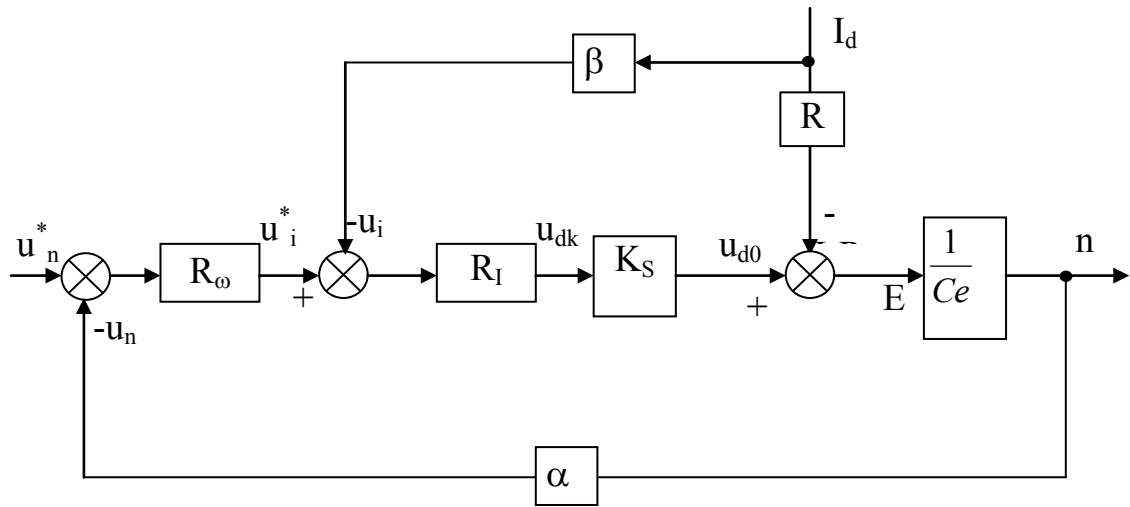
Để dễ nhận được chất lượng tĩnh và động, hai bộ điều chỉnh của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín thường dùng là bộ điều chỉnh PI, có sơ đồ nguyên lý như hình 1-2.



Hình 1-2 Sơ đồ nguyên lý mạch điện hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.

1.1.3 - Sơ đồ cấu trúc trạng thái ổn định và đường đặc tính tĩnh

Để phân tích đường đặc tính tĩnh của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín, bắt buộc phải cho trước sơ đồ cấu trúc trạng thái ổn định như hình 1-3.



Hình 1-3 Sơ đồ cấu trúc trạng thái ổn định hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.

Để phân tích đường đặc tính tĩnh, ta cần hiểu rõ đường đặc tính trạng thái ổn định. Thường có 2 trạng thái: bão hoà (đầu ra đạt tới giá trị biên) và không bão hoà (đầu ra không đạt tới giá trị biên)

Lúc bộ điều chỉnh bão hoà, đầu ra chưa phải là hằng số, sự biến đổi của lượng đầu vào ảnh hưởng trở lại đầu ra, trừ khi tín hiệu đầu vào ngược chiều làm cho bộ điều chỉnh mất bão hoà, hay nói cách khác, bộ điều chỉnh bão hoà tạm thời bị tách khỏi mối liên hệ giữa đầu vào và đầu ra, tương đương với việc làm cho khâu điều chỉnh tách ra thành vòng hở. Lúc bộ điều chỉnh không bão hoà thì tác dụng của khâu PI làm cho chênh lệch điện áp vào ΔU ở trạng thái ổn định bao giờ cũng bằng 0.

Trên thực tế, trong vận hành bình thường, bộ điều chỉnh không bao giờ đạt tới trạng thái bão hoà. Vì vậy đối với đường đặc tính thì chỉ có hai trường hợp là bộ điều chỉnh tốc độ quay bão hoà và không bão hoà.

1.1.3.1- Bộ điều chỉnh tốc độ quay không bão hoà

Lúc này, cả hai bộ điều chỉnh đều không bão hoà, khi ổn định điện áp chênh lệch đầu vào đều bằng 0. Vì vậy:

$$U_n^* = U_n = \alpha \cdot n \quad (1-1)$$

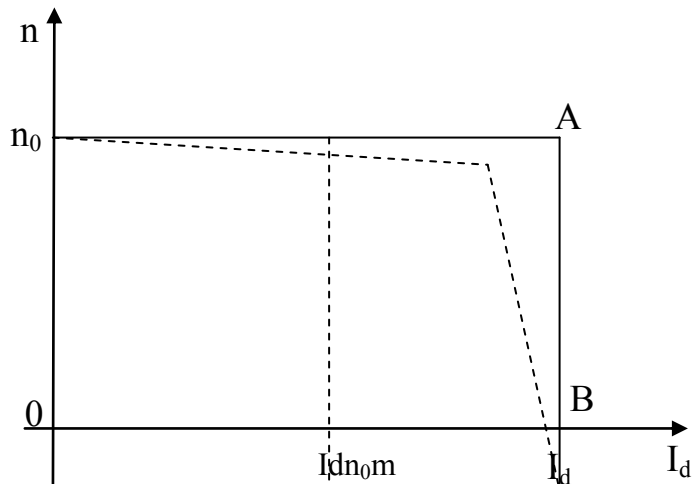
$$\text{Và } U_i^* = U_i = \beta \cdot I_d \quad (1-2)$$

Từ (1) ta có :

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad (1-3)$$

Từ đó ta nhận được đoạn $n_0 \div A$ trên đường đặc tính ở hình 1- 4.

Cũng tại thời điểm đó, bởi vì bộ điều chỉnh tốc độ quay không bão hoà, $U_i^* < U_{im}^*$ và từ (1-2) ta biết $I_d < I_{dm}$, có nghĩa là đoạn $n_0 \div A$ trên đường đặc tính tính liên tục từ $I_d = 0$ (trạng thái không tải lý tưởng) đến tận $I_d = I_{dm}$. Đó chính là đoạn làm việc của đường đặc tính tĩnh.



Hình 1-4 Đường đặc tính tĩnh của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.

1.1.3.2 - Bộ điều chỉnh tốc độ quay bão hoà

Lúc này, đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ quay đạt tới giới hạn biên độ U_{im}^* , mạch vòng ngoài của tốc độ quay trở thành mạch hở, sự thay đổi của tốc độ quay đối với hệ thống không còn phát sinh ảnh hưởng. Hệ thống hai mạch vòng kín biến thành hệ thống mạch vòng kín đơn không có sai số tĩnh dòng điện.

$$\text{Lúc ổn định: } I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (1-4)$$

Trong đó dòng điện lớn nhất I_{dm} là do người thiết kế chọn phụ thuộc vào năng lực quá tải cho phép của động cơ và trị số gia tốc lớn nhất cho phép của hệ thống truyền dẫn điện. Đường đặc tính mà hệ thức (1-4) đã mô tả là đoạn $A \div B$ trên hình 1- 4. Đường đặc tính thẳng đứng như vậy chỉ phù hợp trong trường hợp $n < n_0$, bởi vì nếu $n < n_0$ thì $U_n < U_n^*$, bộ điều chỉnh tốc độ quay sẽ rút ra khỏi trạng thái bão hoà.

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

Đường đặc tính tĩnh của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín khi dòng điện phụ tải nhỏ hơn I_{dm} thì biểu hiện thành không có sai số tĩnh tốc độ quay, lúc đó phản hồi âm tốc độ sẽ gây tác dụng chủ yếu.

Sau khi dòng điện phụ tải đạt tới trị số I_{dm} bộ điều chỉnh tốc độ quay bão hoà, bộ điều chỉnh dòng điện sẽ gây tác dụng chủ yếu, hệ thống không có sai số tĩnh dòng điện, và nhận được sự bảo vệ tự động về dòng điện quá mức cho phép.

Đó chính là hiệu quả của việc sử dụng hai bộ điều chỉnh tạo thành hai mạch vòng kín trong ngoài riêng rẽ. Đường đặc tính như vậy rõ ràng là tốt hơn so với đường đặc tính hệ thống mạch vòng kín đơn phản hồi âm ngắt mạch điện.

Nhưng trên thực tế, hệ số khuếch đại mạch vòng hở của bộ khuếch đại thuật toán là không thể vô cùng lớn, đặc biệt là để tránh hiện tượng trôi điểm 0 lúc dùng bộ điều chỉnh PI chuẩn, nên hai đoạn đường đặc tính tĩnh trên thực tế đều có chút sai số tĩnh, thể hiện bằng nét đứt trên hình 1- 4.

1.1.4 - Điểm làm việc ở trạng thái ổn định của các biến số và tính toán các tham số ở trạng thái ổn định

Từ hình 1-3 có thể thấy hệ thống điều chỉnh tốc độ hai vòng mạch kín ở trạng thái làm việc ổn định, khi hai bộ điều chỉnh đều không bão hoà, giữa các đại lượng biến thiên có các mối quan hệ sau:

$$U_n^* = U_n = \alpha \cdot n$$

$$U_i^* = U_i = \beta \cdot I_d = \beta \cdot I_{dL}$$

$$U_{dk} = \frac{U_{d0}}{K_S} = \frac{C_e \cdot n + I_d \cdot R}{K_S} = \frac{C_e \cdot \frac{U_n^*}{\alpha} + I_{dL} \cdot R}{K_S}$$

Các quan hệ trên chứng tỏ rằng, tại điểm làm việc ở trạng thái ổn định, tốc độ quay n được quyết định bởi điện áp cho trước U_n^* ; lượng đầu ra U_i^* của bộ điều chỉnh tốc độ quay do dòng điện phụ tải I_{dL} quyết định, còn giá trị của điện áp điều khiển U_{dk} được quyết định bởi đồng thời n và I_d hay nói cách khác, chúng đồng thời phụ thuộc vào U_n^* và I_{dL} .

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

Các quan hệ này đã phản ánh những đặc điểm của bộ điều chỉnh PI khác với bộ điều chỉnh P. Lượng đầu ra của khâu tỉ lệ luôn tỉ lệ thuận với lượng đầu vào, còn bộ điều chỉnh PI thì lượng đầu ra yêu cầu cấp bao nhiêu thì nó sẽ có thể cung cấp bấy nhiêu, cho đến khi bão hoà mới thôi. Do vậy, việc tính toán tham số ổn định của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín phải dựa vào hệ số phản hồi có liên quan đến giá trị cho trước và giá trị phản hồi của các bộ điều chỉnh:

$$\text{Hệ số phản hồi tốc độ quay: } \alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{\max}}$$

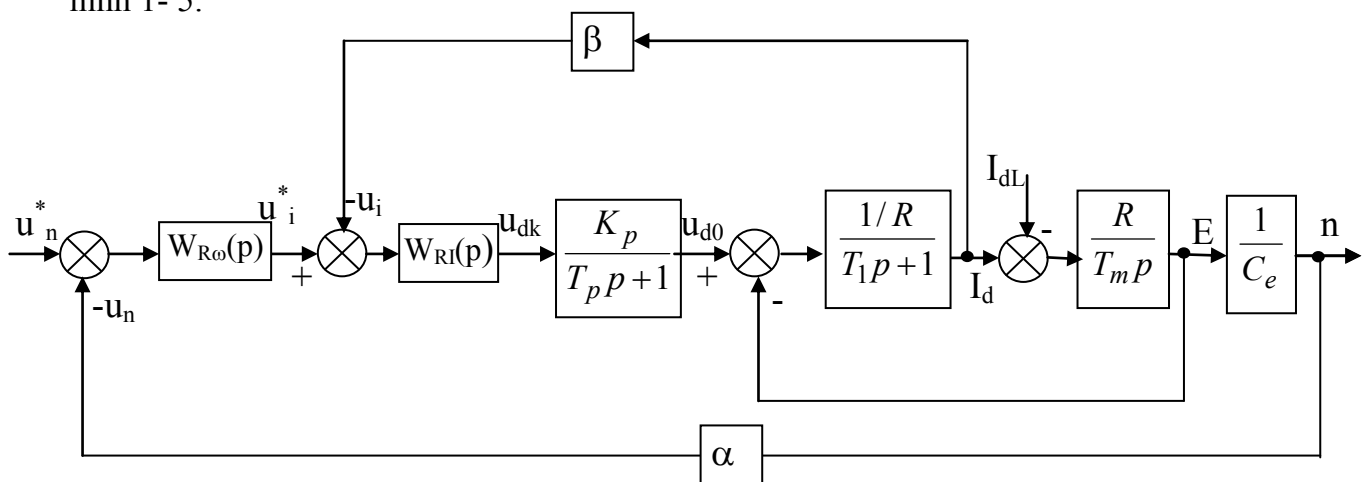
$$\text{Hệ số phản hồi dòng điện: } \beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}}$$

Hai trị số cực đại của điện áp cho trước U_{nm}^* và U_{jm}^* là hạn chế điện áp đầu vào cho phép của bộ khuếch đại thuật toán.

1.2- Chất lượng động của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín

1.2.1- Mô hình toán học trạng thái động

Trên cơ sở trạng thái động của hệ thống điều khiển tốc độ mạch vòng kín đơn và khảo sát sơ đồ điều khiển hai mạch vòng kín (hình 1-2) ta vẽ ra được sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín như trên hình 1- 5.



Hình 1-5 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

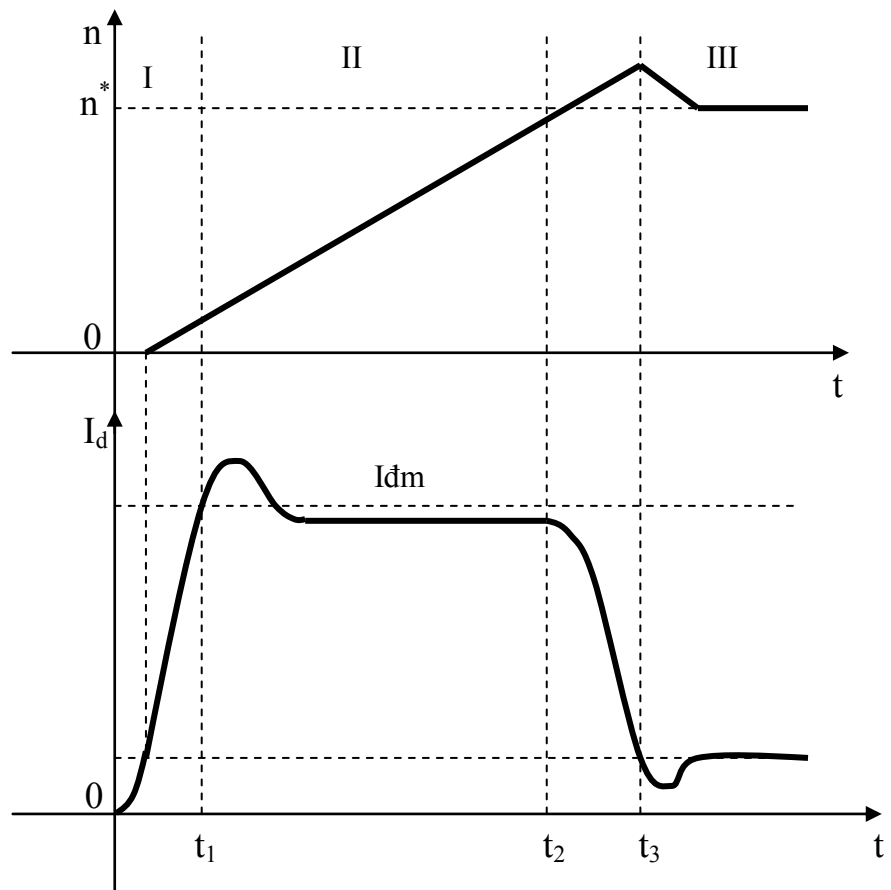
Trong đó : $W_{R\omega}(p)$ -Là hàm số truyền của bộ điều chỉnh tốc độ quay.

$W_{RI}(p)$ - Là hàm số truyền của bộ điều chỉnh dòng điện.

1.2.2 - Phân tích quá trình khởi động

Mục đích quan trọng khi lắp đặt điều khiển hai mạch vòng kín chính là để nhận được quá trình khởi động gần với lý tưởng, vì vậy trước khi phân tích chất lượng động của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín ta phải hiểu rõ quá trình khởi động của nó.

Ta khảo sát hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín từ trạng thái đứng yên đột ngột cho điện áp U_n^* để khởi động, ta nhận được quá trình quá độ của dòng điện và tốc độ quay được thể hiện trên hình vẽ 1-6, trong



Hình 1-6 Đồ thị tốc độ quay và dòng điện của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín.

quá trình khởi động bộ điều chỉnh tốc độ quay R_ω đã trải qua ba giai đoạn: không bão hoà, bão hoà, thôi bão hoà và được đánh dấu bằng các đường I, II và III.

Giai đoạn đầu: đoạn $0 \div t_1$: là giai đoạn điện áp tăng lên, sau khi đột ngột đưa điện áp cho trước U_n^* , thông qua tác dụng điều khiển của hai bộ điều chỉnh này làm cho U_n^* , U_{d0} , I_d đều tăng lên. Sau khi $I_d < I_{dL}$ động cơ điện bắt đầu chuyển động.

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

Do tác dụng quán tính của động cơ, mức tăng của tốc độ quay động cơ chậm, cho nên trị số chênh điện áp đầu vào: $\Delta U_n = U_n^* - U_n$ của bộ điều chỉnh tốc độ quay R_ω khá lớn, đầu ra của nó rất nhanh đạt tới giá trị biên U_{im}^* , dòng điện cường bức I_d nhanh chóng tăng lên.

Lúc $I_d \approx I_{dm}$ thì $U_i \approx U_{im}^*$, tác dụng của bộ điều chỉnh dòng điện làm cho I_d không thể tiếp tục tăng mạnh, chứng tỏ quá trình này đang kết thúc. Trong giai đoạn này bộ điều chỉnh tốc độ quay từ chỗ không bão hoà đã nhanh chóng đạt đến bão hoà còn bộ điều chỉnh dòng điện thường không nên bão hoà để đảm bảo cho tác dụng điều chỉnh của mạch vòng dòng điện.

- Ở giai đoạn II, từ $t_1 \div t_2$, dòng điện không đổi, tốc độ tăng lên. Bắt đầu từ lúc dòng điện đạt tới giá trị lớn nhất đến khi tốc độ quay đạt tới trị số cho trước n^* (tức là n_0 trên đường đặc tính tĩnh) mới thôi, là thuộc về giai đoạn dòng điện không đổi, tốc độ tăng và là giai đoạn chủ yếu trong quá trình khởi động.

Trong giai đoạn này, bộ điều chỉnh tốc độ quay luôn luôn không bão hoà mạch vòng tốc độ quay tương đương với trạng thái vòng hở, lúc này nó là hệ thống điều chỉnh dòng điện dưới tác dụng của trị số dòng điện không đổi tương ứng với U_{im}^* cho trước, về cơ bản giữ cho dòng điện I_d là không đổi, vì vậy gia tốc hệ thống truyền dẫn là không đổi, tốc độ quay tăng theo tuyến tính. Đồng thời sức điện động ngược E cũng tăng lên theo tuyến tính. Đối với hệ thống điều chỉnh dòng điện thì sức điện động này là một lượng nhiễu tăng dần theo tuyến tính. Để khắc phục nhiễu này thì U_{do} và U_{dk} cơ bản cũng phải tăng theo tuyến tính mới có thể duy trì I_d không đổi. Bởi vì bộ điều chỉnh dòng điện là bộ điều chỉnh PI, nên muốn cho lượng đầu ra của nó tăng theo tuyến tính, độ chênh điện áp đầu vào của nó $\Delta U = U_n^* - U_n$ buộc phải giữ ở trị số nhất định, và dòng I_d phải nhỏ hơn chút ít so với I_{dm} . Ngoài ra, để duy trì tác dụng của loại điều chỉnh này đối với mạch điện, trong quá trình khởi động, bộ điều chỉnh dòng điện không thể bão hoà, đồng thời giá trị điện áp lớn nhất U_{dom} cũng phải để lượng dư, nghĩa là thiết bị Thyristo cũng không nên bão hoà.

- Giai đoạn III sau t_2 là giai đoạn điều chỉnh tốc độ quay. Lúc ở giai đoạn này, tốc độ quay đã đạt đến trị số cho trước, đại lượng cho trước và điện áp phản hồi

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

của bộ điều chỉnh cân bằng nhau, chênh áp đầu vào bằng 0, nhưng đầu ra do tích phân tác dụng vẫn duy trì trị số biên U_{im}^* , cho nên động cơ với dòng điện cực đại vẫn tăng tốc, làm cho tốc độ quay phải quá điều tốc. Sau khi tốc độ quay quá điều tốc, ở đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ R_ω xuất hiện chênh áp âm làm cho nó thoát khỏi trạng thái bão hoà, điện áp đầu ra của nó cũng lập tức từ giá trị biên hạ xuống, dòng điện chính I_d cũng theo đó mà hạ xuống.

Nhưng vì I_d vẫn lớn hơn dòng điện phụ tải I_{dL} trong một khoảng thời gian tốc độ quay vẫn tiếp tục tăng. Đến lúc $I_d = I_{dL}$, mô men động cơ cân bằng mô men phụ tải thì $dn/dt = 0$, tốc độ quay n đạt tới giá trị cực đại (lúc $t = t_3$). Sau đó động cơ điện dưới tác dụng của phụ tải mới bắt đầu giảm tốc, tương ứng với nó, dòng điện I_d cũng xuất hiện quá trình một đoạn nhỏ hơn I_{dL} cho tới khi ổn định.

Trong quá trình điều chỉnh tốc độ quay cuối cùng này, bộ điều chỉnh tốc độ và bộ điều chỉnh dòng điện đều không bão hoà, đồng thời cùng có tác dụng điều chỉnh. Bởi vì tốc độ quay điều chỉnh ở vòng ngoài, nên tác dụng bộ điều chỉnh tốc độ là chủ yếu, còn tác dụng của bộ điều chỉnh dòng điện là cố gắng sao cho I_d nhanh chóng bám lượng đầu ra U_i^* của bộ điều chỉnh dòng điện.

Tóm lại, quá trình khởi động hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín có ba đặc điểm sau:

- Điều khiển bão hoà phi tuyến

Cùng với sự bão hoà và không bão hoà của bộ điều chỉnh tốc độ quay, cả hệ thống ở vào hai trạng thái hoàn toàn khác nhau.

Khi bộ điều chỉnh R_ω bão hoà, mạch vòng tốc độ quay hở, nó trở thành hệ thống vòng kín đơn điều chỉnh dòng điện không đổi. Lúc bộ điều chỉnh R_ω không bão hoà, mạch vòng tốc độ quay kín, cả hệ thống trở thành một hệ điều khiển tốc độ không có sai số tĩnh, còn mạch vòng trong dòng điện trở thành hệ thống tự động dòng điện. Ở những điều kiện khác nhau, biểu hiện thành những hệ thống tuyến tính có kết cấu khác nhau. Đó chính là đặc trưng của điều khiển bão hoà phi tuyến tính.

- Điều khiển tối ưu chuẩn thời gian

Giai đoạn chủ yếu trong quá trình khởi động là giai đoạn II, tức là giai đoạn dòng điện không đổi tăng tốc, đặc trưng của nó là dòng điện duy trì ở một trị số không đổi, thường là trị số lớn nhất cho phép phát huy hết năng lực quá tải của động cơ, làm cho quá trình khởi động nhanh nhất có thể. Giai đoạn này thuộc về điều khiển thời gian ngắn nhất ở điều kiện dòng điện bị hạn chế, hay còn gọi là điều khiển tối ưu thời gian. Nhưng cả quá trình khởi động so với quá trình tăng tốc lý tưởng vẫn còn có khoảng cách nhất định, chủ yếu biểu hiện ở dòng điện hai đoạn I và II không phải là đột biến, nhưng thời gian hai đoạn này rất nhỏ trong toàn bộ thời gian khởi động nên không ảnh hưởng. Vì vậy, quá trình khởi động hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín là quá trình điều khiển tối ưu chuẩn thời gian.

- Quá điều khiển tốc độ quay

Vì đã sử dụng điều khiển bão hoà phi tuyến. Sau khi kết thúc quá trình khởi động tiến vào giai đoạn III - tức là giai đoạn điều chỉnh tốc độ quay, cần phải làm cho bộ điều chỉnh tốc độ quay ra khỏi trạng thái bão hoà. Theo đặc tính bộ điều chỉnh PI, chỉ có làm cho tốc độ quay điều khiển điện áp chênh đầu vào ΔU_n của bộ điều chỉnh R_ω là âm mới có thể làm cho bộ điều chỉnh R_ω thoát khỏi bão hoà. Điều đó có nghĩa là tính thích ứng trạng thái động tốc độ quay của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín của bộ điều chỉnh PI phải có quá điều khiển. Nói chung, tốc độ quay có quá điều khiển chút ít thì trên thực tế ảnh hưởng không lớn.

1.2.3- Tính năng trạng thái động và tác dụng của hai bộ điều chỉnh

Nhìn chung, hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng kín có tính năng trạng thái động tốt.

1.2.3.1- Tính năng bám trạng thái động

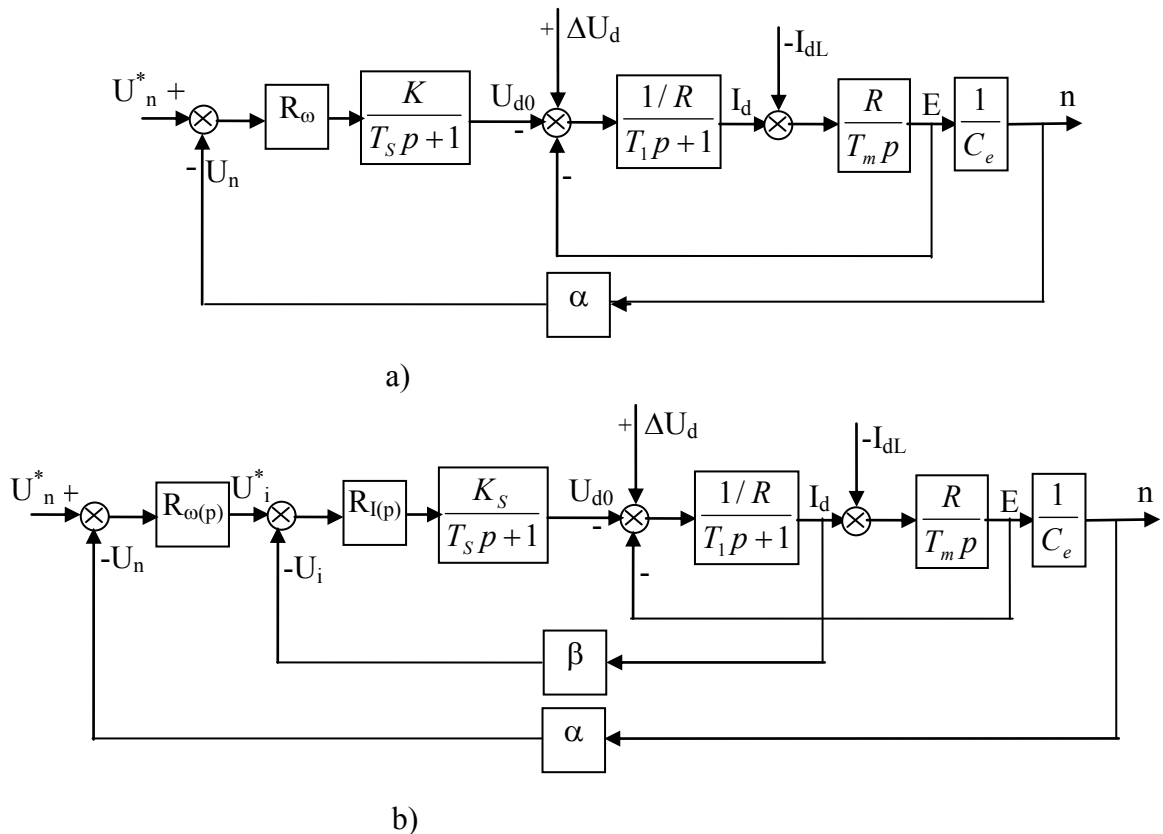
Hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín trong quá trình khởi động và tăng tốc có thể ở điều kiện chịu sự ràng buộc về năng lực quá tải, tỏ rõ tính năng bám trạng thái động rất nhanh nhạy.

Trong quá trình giảm tốc, vì tính không đảo chiều của dòng điện chính nên tính năng bám sai lệch. Đối với mạch vòng kín dòng điện khi thiết kế bộ điều chỉnh cần phải có tính năng bám tốt.

1.2.3.2- Tính năng kháng nhiễu trạng thái động

* Chống nhiễu phụ tải

Sơ đồ cấu trúc tác dụng chống nhiễu trạng thái động của hệ điều tốc hai mạch vòng kín như hình vẽ 1-7



Hình 1-7 Tác dụng chống nhiễu trạng thái động của hệ thống điều tốc:

a) hệ thống vòng kín đơn; b) hệ thống hai vòng kín.

ΔU_d - dao động của điện áp mạng được phản ánh trên điện áp chỉnh lưu.

Từ sơ đồ cấu trúc trạng thái động hình 1-5, ta thấy nhiễu phụ tải tác dụng phía sau mạch vòng dòng điện, chỉ có thể dùng bộ điều chỉnh tốc độ quay để phát sinh tác dụng chống nhiễu. Vì vậy lúc đột ngột gia tải (hoặc giảm tải) sẽ dẫn tới trạng thái giảm (hoặc tăng) tốc.

Để giảm lượng sụt (hoặc lượng tăng) tốc độ ở trạng thái ổn định, khi thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ quay thì yêu cầu hệ thống phải có chỉ tiêu chất lượng chống

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

hiệu tốt, còn với bộ điều chỉnh dòng điện thì chỉ cần mạch vòng dòng điện có chất lượng bám tốt là được.

* Chống nhiễu điện áp mạng điện

Vị trí gây nhiễu điện áp mạng và nhiễu phụ tải trong sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống là khác nhau. Ví dụ trong hệ thống điều chỉnh tốc độ mạch vòng kín đơn trên hình 1-7a, nhiễu điện áp mạng ΔU_d và nhiễu dòng phụ tải I_{dL} đều tác dụng ở phía trước đường vào mạch vòng phản hồi âm bao bọc, chỉ có đối với đặc tính tĩnh thì hiệu quả chống nhiễu đối với hệ thống là như nhau, nhưng khi xem xét về chất lượng động, vì vị trí tác dụng khác nhau nên còn có tồn tại khác biệt về sự kịp thời trên khâu điều chỉnh. Nhiễu phụ tải I_{dL} tác dụng phía trước đại lượng bị điều khiển n , sự biến đổi của nó sau khi tích phân đều bị tốc độ quay phát hiện ra, từ đó ở bộ điều chỉnh tốc độ quay sẽ nhận được sự phản ứng. Tác dụng chống nhiễu điện áp mạng cách đại lượng bị điều khiển càng xa, sự dao động của nó sau khi bị sức ỳ làm chậm lại ảnh hưởng tới dòng điện phản ứng, lại trải qua bước chậm sau của quán tính động cơ mới phản ánh tới tốc độ quay, chờ cho đến khi phản hồi tốc độ quay phát sinh tác dụng điều chỉnh đã là muộn. Trong hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín, nhờ được bổ sung dòng điện trong mạch vòng (hình 1-7b), tình trạng đó đã có nhiều chuyển biến tốt. Bởi vì nhiễu của điện áp mạng bị bao vây trong mạch vòng của dòng điện, lúc điện áp dao động, có thể thông qua phản hồi dòng điện để được điều chỉnh kịp thời, không cần phải chờ sau khi có phản hồi tốc độ quay hệ thống mới có phản ứng. Vì vậy trong hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín, lượng sụt tốc độ quay ở trạng trạng thái động của hệ thống này so với hệ thống mạch vòng kín đơn đã nhỏ đi rất nhiều.

1.2.3.3 - Tác dụng của hai bộ điều chỉnh

Tổng hợp các phần trên, tác dụng của bộ điều chỉnh tốc độ quay và bộ điều chỉnh dòng điện trong hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín được quy về mấy điểm sau đây:

* Tác dụng của bộ điều chỉnh tốc độ quay:

Chương 1 - Giới thiệu tổng quan vấn đề nghiên cứu

- + Làm cho tốc độ quay n bám sự thay đổi điện áp cho trước U_n^* , không có sai số tĩnh ở trạng thái động.
- + Có tác dụng chống nhiễu đối với sự thay đổi của phụ tải.
- + Trị số biên ở đầu ra của nó quyết định dòng điện lớn nhất cho phép.
- * Tác dụng của bộ điều chỉnh dòng điện:
 - + Chống nhiễu kịp thời khi khởi động đối với dao động điện áp mạng.
 - + Bảo đảm nhận được dòng điện lớn nhất cho phép khi khởi động.
 - + Trong quá trình điều chỉnh tốc độ quay, làm cho dòng điện bám sự thay đổi điện áp cho trước U_n^* .
 - + Lúc động cơ bị quá tải thậm chí bị kẹt, hạn chế được dòng điện lớn nhất của phần ứng, nhờ đó làm được chức năng bảo vệ an toàn khi khởi động nhanh. Nếu sự cố được rút bỏ đi thì hệ thống tự động khôi phục làm việc bình thường.

Kết luận

- Từ sơ đồ nguyên lý mạch điện của hệ thống hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện có thể vẽ ra sơ đồ cấu trúc trạng thái động, mô hình toán học của nó, trong đó bộ điều chỉnh tốc độ quay và bộ điều chỉnh dòng điện đều thường dùng bộ điều chỉnh PI.

- Đồ thị dòng điện và tốc độ quay của quá trình khởi động hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín là gần đúng với đồ thị của quá trình khởi động tăng tốc lý tưởng. Dựa vào tình trạng bão hòa và không bão hòa của bộ điều chỉnh trong quá trình khởi động, có thể chia quá trình khởi động ra 3 giai đoạn gồm: giai đoạn dòng điện tăng lên, giai đoạn dòng điện không đổi tăng tốc và giai đoạn điều tiết tốc độ quay. Xét theo thời gian khởi động, giai đoạn 2 dòng điện không đổi tăng tốc là giai đoạn chủ yếu, vì vậy hệ thống vòng kín về cơ bản đã thực hiện được khởi động nhanh khi dòng điện bị giới hạn biên đạt được "tối ưu thời gian chuẩn". Hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín có cài bộ điều chỉnh PI có quá điều khiển tốc độ quay trong quá trình khởi động.

- Trong hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín, tác dụng của bộ điều chỉnh tốc độ quay là không có sai số tĩnh, ở trạng thái ổn định đối với sự điều chỉnh chống nhiễu tốc độ quay, trị số giới hạn của đầu ra phụ thuộc vào dòng điện lớn nhất cho phép. Tác dụng của bộ điều chỉnh dòng điện là bám dòng điện, tự động bảo vệ quá tải và kịp thời hạn chế nhiễu điện áp.

CHƯƠNG II - PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ ỨNG DỤNG BỘ ĐIỀU CHỈNH THÔNG THƯỜNG

2.1- Những tư duy cơ bản về phương pháp thiết kế ứng dụng

Khi dùng phương pháp hiệu chỉnh trạng thái động kinh điển để thiết kế bộ điều chỉnh phải đồng thời giải quyết những nội dung mâu thuẫn lẫn nhau ở trạng thái tĩnh và động theo các yêu cầu ổn định, chính xác, nhanh chóng, chống nhiễu. Nó đòi hỏi người thiết kế phải có cơ sở lý luận chắc chắn kinh nghiệm thực tiễn phong phú, kỹ năng thiết kế thành thạo, nó đòi hỏi phải xây dựng được một phương pháp thiết kế kỹ thuật đơn giản hơn, thực dụng hơn.

Hệ thống điều khiển tự động truyền động điện hiện đại, ngoài động cơ ra đều là những linh kiện điện tử có quán tính rất nhỏ như Thyristo, Tranzito công suất và các linh kiện điện tử khác nối mạch với bộ điều tiết mà thành. Qua xử lý đơn giản hoá cần thiết, cả hệ thống nói chung đều có thể dùng các hệ thống cấp thấp hơn để làm gần đúng hoặc xấp xỉ, mà lấy lưới hiệu chỉnh có nguồn do bộ khuếch đại thuật toán làm cốt lõi để so sánh với lưới hiệu chỉnh không có nguồn do các linh kiện R, C tạo thành, lại có thể thực hiện các quy luật điều khiển tỉ lệ, vi phân, tích phân một cách chính xác hơn, vì vậy sẽ có khả năng đơn giản hoá và làm gần đúng đủ các loại hệ thống điều khiển đa dạng phức tạp thành một số ít hệ thống cấp thấp điển hình.

Đối với những hệ thống điển hình này trước đó đã được nghiên cứu chu đáo, lấy đường đặc tính tần số logarit của chúng làm thành đường đặc tính dự kiến làm rõ tham số và quan hệ chỉ tiêu chất lượng của chúng, viết thành các công thức đơn giản hoặc vẽ thành các đồ thị rõ ràng, nên khi thiết kế các hệ thống thực tế chỉ cần đem chúng đơn giản hoá thành các hệ thống điển hình là có thể dùng các công thức đơn giản hay các đồ thị để tiến hành tính toán, làm cho quá trình thiết kế sẽ đơn giản đi rất nhiều.

Phương pháp thiết kế ứng dụng là một phương pháp thiết kế kỹ thuật, đầu tiên là phải làm cho vấn đề trở nên đơn giản hoá, tư duy cơ bản là phân quá trình thiết kế thành hai bước để bảo đảm cho hệ thống ổn định.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Bước 1: Chọn kết cấu bộ điều chỉnh, bảo đảm hệ thống ổn định, đồng thời bảo đảm độ chính xác trạng thái ổn định.

Bước 2: Chọn các tham số bộ điều chỉnh để thỏa mãn chỉ tiêu chất lượng động.

Làm như vậy đã giải quyết được mâu thuẫn đan xen giữa các yêu cầu "ổn, chuẩn, nhanh, chống nhiễu". Ở bước thứ nhất tập trung giải quyết mâu thuẫn chủ yếu, tính ổn định trạng thái động và độ chính xác trạng thái ổn định, sau đó trong bước thứ hai, tiến thêm một bước nhằm thỏa mãn hơn nữa chỉ tiêu chất lượng động của nó.

Khi chọn cấu trúc bộ điều chỉnh, ta chỉ dùng một số ít các hệ thống điển hình, quan hệ giữa tham số và chỉ tiêu chất lượng hệ thống của nó đều có thể xác định được trước. Lúc tính toán cụ thể các tham số, chỉ cần dựa theo các công thức có sẵn và số liệu trong các bảng là có thể xác định được.

2.2- Hệ thống điển hình

Nói chung hàm số truyền mạch vòng hở của rất nhiều hệ thống điều khiển đều có thể dùng công thức (2-1) để biểu thị:

$$W_{(p)} = \frac{K(\tau_1 p + 1)(\tau_2 p + 1)}{p^r (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (2-1)$$

Trong đó ở tử số và mẫu số đều có thể chứa các số hạng có điểm 0 số phức và điểm gốc số phức, số hạng p^r của mẫu số biểu thị hệ thống ở điểm gốc có trùng cực điểm r , hay nói cách khác, hệ thống có chứa r khâu tích phân. Dựa vào $r = 0, 1, 2, \dots$ các trị số khác nhau, lần lượt đặt tên là hệ thống loại 0, loại I, loại II... Lý thuyết điều khiển tự động đã chứng minh được hệ thống loại 0 lúc ổn định có sai số, còn hệ thống loại III trở lên thì rất khó ổn định. Vì vậy để bảo đảm tính ổn định và độ chính xác trạng thái ổn định nào đó, phần lớn dùng hệ thống loại I và II.

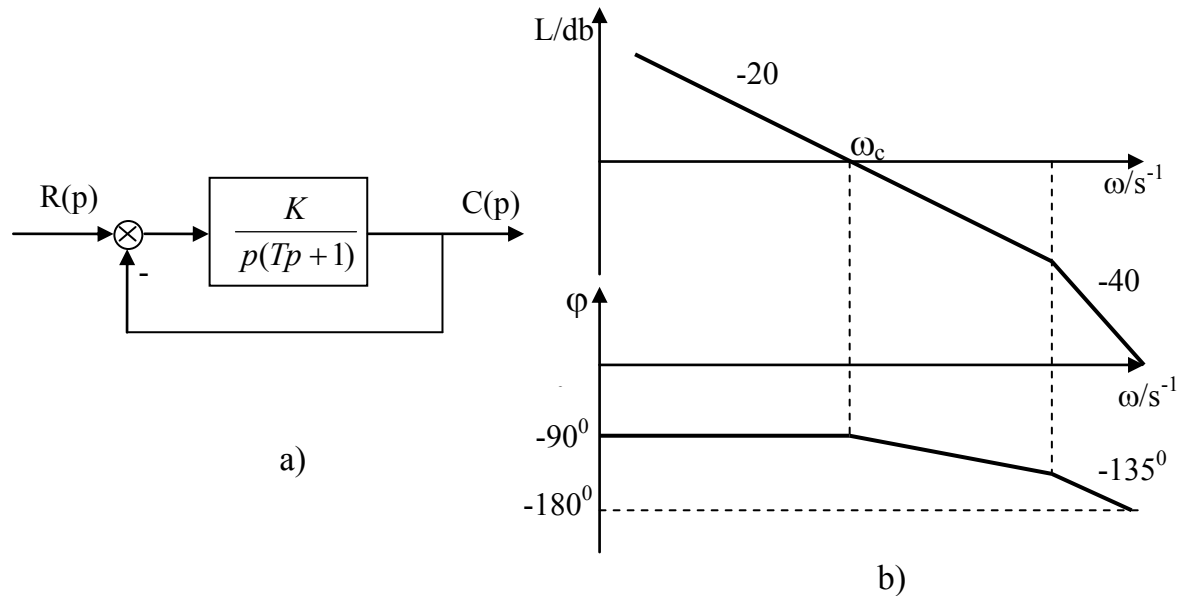
2.2.1- Hệ thống điển hình loại I

Để làm được hệ thống điển hình loại I, hàm số truyền mạch vòng hở được chọn là:

$$W_{(p)} = \frac{K}{p(Tp + 1)} \quad (2-2)$$

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Sơ đồ cấu trúc mạch vòng kín của nó như trên hình 2-1a, còn hình 2-1b thể hiện đường đặc tính tần số logarit mạch vòng hở của nó.



Hình 2-1 Hệ thống điển hình loại I

a) Sơ đồ cấu trúc mạch vòng kín; b) Đường đặc tính tần số logarit mạch vòng hở.

Ta chọn nó làm hệ thống điển hình không chỉ vì kết cấu của nó đơn giản, mà còn bởi vì đoạn trung tần đường đặc tính tần số logarit với độ dốc -20 dB/dec xuyên qua điểm 0 đường Webe, chỉ cần việc chọn các tham số bảo đảm độ rộng đầy đủ của dải trung tần, hệ thống chắc chắn là ổn định, hơn nữa lại còn có lượng dự trữ ổn định cần thiết.

Muốn làm được điều đó, cần phải có:

$$\omega_c < \frac{1}{T} \text{ hoặc } \omega_c \cdot T < 1$$

$$\text{tg}^{-1} \omega_c \cdot T < 45^\circ$$

Độ dự trữ ổn định góc pha:

$$\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \text{tg}^{-1} \omega_c \cdot T = 90^\circ - \text{tg}^{-1} \omega_c \cdot T > 45^\circ$$

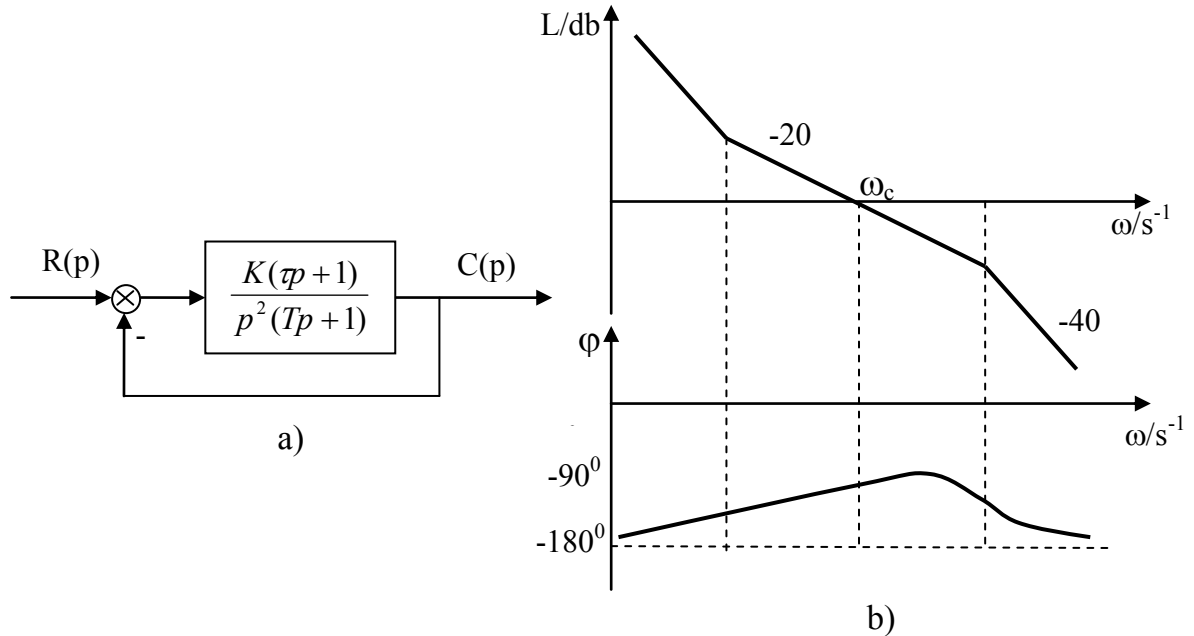
2.2.2- Hệ thống điển hình loại II

Trong hệ thống loại II, chọn một hệ thống đơn giản nhất và ổn định nhất làm hệ thống điển hình loại II. Hàm số truyền mạch vòng hở của nó là

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$$W_{(p)} = \frac{K(\tau p + 1)}{p^2(Tp + 1)} \quad (2-3)$$

Sơ đồ cấu trúc hệ thống mạch vòng kín và đường đặc tính tần số logarit mạch vòng hở của nó thể hiện trên hình 2-2



Hình 2-2 Hệ thống điển hình loại II

a) Sơ đồ cấu trúc hệ thống mạch vòng kín; b) Đường đặc tính tần số logarit

Ở đoạn trung tần trên đặc tính tần số logarit cũng với độ dốc -20 dB/dec xuyên qua điểm 0 đường WeBe. bởi vì ở mẫu số có chứa p^2 , đặc tính tần số pha tương ứng là -180° , phía sau còn có một khâu quán tính, nếu trong phần tử có thêm một khâu vi phân tỉ lệ $(\tau p + 1)$ thì không nâng được đường đặc tính lên phía trên đường -180° , và cũng không còn cách nào bảo đảm hệ thống ổn định.

Muốn thực hiện được đường đặc tính như trên hình 2-2b ta phải có :

$$\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T} \text{ hoặc } \tau > T$$

Mà lượng dự trữ góc pha ổn định là :

$$\gamma = 180^\circ - 180^\circ + \text{tg}^{-1} \omega_c \tau - \text{tg}^{-1} \omega_c T = \text{tg}^{-1} \omega_c \tau - \text{tg}^{-1} \omega_c T$$

$\tau > T$ càng nhiều thì độ ổn định dự trữ càng lớn.

2.3- Chỉ tiêu chất lượng động của hệ thống điều khiển

Yêu cầu công nghệ của máy công tác đối với tính năng hệ thống điều khiển sau khi đã lượng hoá và phân tích chuyển đổi có thể biểu đạt bằng các chỉ tiêu chất lượng trạng thái ổn định và trạng thái động.

Khi thiết kế bộ điều chỉnh cần phải khảo sát tác dụng hiệu chỉnh ở trạng thái động của nó, vì vậy phải dựa vào chỉ tiêu chất lượng trạng thái động của hệ thống.

Chỉ tiêu chất lượng trạng thái động của hệ thống điều khiển tự động bao gồm hai loại chỉ tiêu: Tính năng bám và tính năng chống nhiễu.

2.3.1- Chỉ tiêu chất lượng bám

Dưới tác dụng của tín hiệu cho trước $R(t)$, tình trạng thay đổi lượng đầu ra $C(t)$ của hệ thống có thể dùng chỉ tiêu chất lượng bám để mô tả. Lúc phương trình biểu diễn sự thay đổi của tín hiệu đầu vào khác nhau, sự thích nghi ở đầu ra cũng không giống nhau. Thường lấy giá trị đầu ra ban đầu là 0, tín hiệu cho trước với quá trình biến đổi nhảy vọt làm quá trình bám diễn hình, sự thích nghi trạng thái động lúc đó gọi là sự thích nghi nhảy vọt.

Chỉ tiêu chất lượng bám cụ thể gồm:

2.3.1.1- Thời gian tăng t_r

Trong quá trình thích nghi bám nhảy vọt diễn hình, thời gian trải qua mà lượng đầu ra là từ 0 tăng lên đến giá trị trạng thái ổn định C_1 gọi là thời gian tăng - nó biểu thị sự nhanh nhạy thích ứng trạng thái động (hình 2-3)

2.3.1.2- Lượng quá điều khiển $\sigma\%$

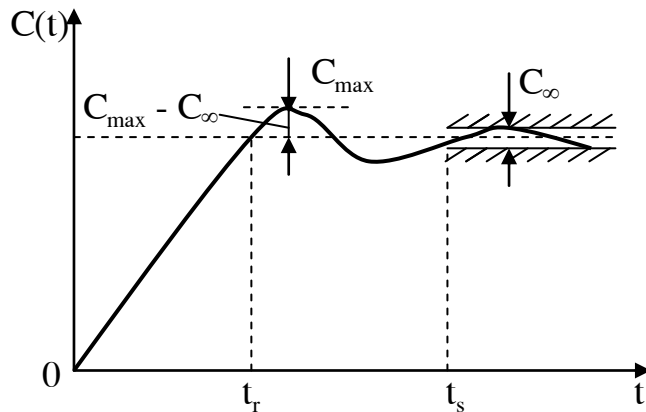
Trong quá trình thích ứng bám nhảy vọt diễn hình, tỉ số giữa giá trị trạng thái ổn định và độ lệch tối đa của lượng đầu vào vượt quá giá trị trạng thái ổn định (tính theo %) gọi là lượng quá điều khiển.

$$\sigma\% = \frac{C_{\max} - C_{\infty}}{C_{\infty}} \cdot 100\% \quad (2-4)$$

Lượng quá điều khiển phản ánh tính ổn định tương đối của hệ thống. Lượng quá điều khiển càng nhỏ thì tính ổn định tương đối của hệ thống càng tốt, tức là tính thích nghi ở trạng thái động tương đối ổn định.

2.3.1.3- Thời gian điều chỉnh t_s

Thời gian điều chỉnh hay còn gọi là thời gian quá trình quá độ, nó đánh giá mức độ nhanh hay chậm của quá trình điều chỉnh toàn bộ hệ thống. Trên nguyên tắc nó cần đo lường thời gian tính từ lượng đầu vào bất đầu biến đổi nhảy vọt đến lượng đầu ra hoàn toàn ổn định mới

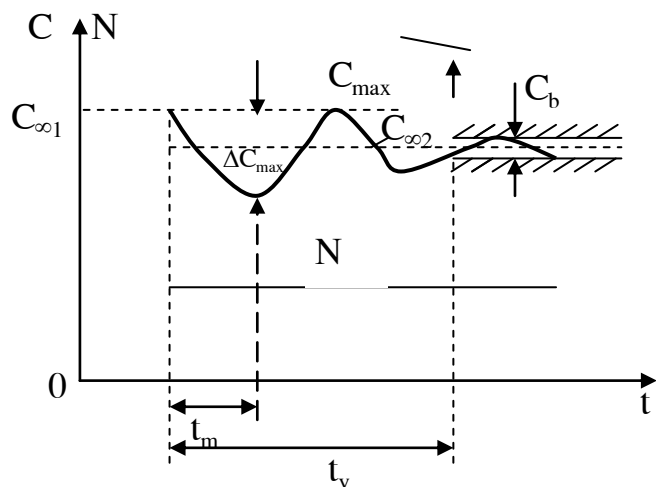


Hình 2-3 Đường cong thích nghi nhảy vọt điện hình và chỉ tiêu chất lượng bám.

thời, đối với hệ thống tuyến tính thì theo lý thuyết phải có $t = \infty$ mới thực sự ổn định, nhưng trên thực tế vì hệ thống tồn tại các nhân tố phi tuyến nên không thể như vậy được. Vì thế ở vùng lân cận giá trị trạng thái ổn định của đường cong thích nghi nhảy vọt, chọn lấy một miền $\pm 5\%$ hoặc $\pm 2\%$ để làm miền sai lệch cho phép, lấy thời gian ngắn nhất để đường cong thích nghi không vượt quá miền sai lệch cho phép là thời gian điều chỉnh. (hình 2-3).

2.3.2- Chỉ tiêu tính năng chống nhiễu

Hệ thống điều khiển khi vận hành ở trạng thái ổn định, nếu bị nhiễu, sau một quá trình động,



Hình 2-4 Quá trình trạng thái động đột ngột tăng tải và chỉ tiêu đường cong chống nhiễu

sẽ xuất hiện một trạng thái ổn định mới, vậy phải mất bao lâu thời gian mới khôi phục lại trạng thái vận hành ổn định? Nói chung thường lấy quá trình quá độ của hệ thống diễn ra sau khi nó đang trong thời gian vận hành ổn định đột nhiên chịu nhiễu âm N làm cho lượng đầu ra giảm xuống làm quá trình chống nhiễu điển hình (hình 2-4).

Chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu gồm:

2.3.2.1 - Lượng giảm trạng thái động ở đầu ra $\Delta C_{\max} \%$

Hệ thống đang vận hành ổn định, đột nhiên chịu một lượng nhiễu âm qui ước lượng giảm tối đa ΔC_{\max} của đầu ra trong quá trình quá độ gây nên gọi là lượng giảm trạng thái động, dùng số % của giá trị ở trạng thái ổn định ban đầu $C_{\infty 1}$ của lượng đầu ra để biểu thị. Lượng đầu ra sau lượng giảm trạng thái động dần hồi phục, đạt tới giá trị ổn định mới $C_{\infty 2}$, $(C_{\infty 1} - C_{\infty 2})$ là lượng giảm ở trạng thái ổn định dưới tác dụng của nhiễu này.

Lượng giảm ở trạng thái động nói chung đều lớn hơn lượng giảm trạng thái ổn định (tức sai số tĩnh). Lượng giảm trạng thái động khi hệ thống điều tốc đột nhiên chịu một lượng nhiễu âm chính là lượng giảm tốc độ trạng thái động $\Delta n_{\max} \%$.

2.3.2.2- Thời gian hồi phục t_v

Từ khi nhiễu nhảy vọt bắt đầu tác dụng, đến khi lượng đầu ra về cơ bản hồi phục trạng thái ổn định, thời gian cần thiết tính từ giá trị ổn định mới $C_{\infty 2}$ để lọt vào phạm vi $\pm 5\%$ (hoặc $\pm 2\%$) của một lượng chuẩn cơ bản C_b nào đó được định nghĩa là thời gian phục hồi t_v (hình 2-4), trong đó C_b gọi là giá trị chuẩn cơ bản của lượng đầu ra trong chỉ tiêu kháng nhiễu.

Yêu cầu đối với các loại chỉ tiêu trạng thái động của hệ thống điều khiển thực tế không giống nhau. Ví dụ, đối với máy cán đảo chiều đòi hỏi đảo chiều nhiều lần qua nhiều bước cán, vì thế đòi hỏi tính năng bám trạng thái động và tính năng chống nhiễu đều tương đối cao, còn hệ thống điều tốc không đảo chiều nói chung chủ yếu yêu cầu tính năng chống nhiễu với tốc độ quay nhất định.

2.4- Quan hệ giữa các tham số và chỉ tiêu chất lượng của hệ thống điển hình loại I

Sau khi đã xác định được cấu trúc của hệ thống điển hình, ta phải tìm được công thức tính toán tham số và các bảng biểu thể hiện chất lượng của hệ thống, để dùng cho việc ứng dụng thiết kế kỹ thuật.

Ở hệ thống điển hình loại I, trong hàm số truyền mạch vòng hở của nó có hai tham số, là hệ số khuếch đại K và hằng số thời gian T .

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

trên thực tế, hằng số thời gian T luôn là tham số mà bản thân đối tượng điều khiển có sẵn (đặt ra trước), chỉ là một tham số là hệ số điều khiển K cần được xác định theo hệ thống, nên ta phải tìm ra quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng và giá trị K .

như trên hình 2-5 đã chỉ ra, tại điểm $\omega=1$, giá trị biên của biến số hệ thống điển hình loại I là :

$$L(\omega)_{\omega=1}=20\lg K=20(\lg \omega_c - \lg 1)=20\lg \omega_c$$

$$\text{Nên } K=\omega_c \left(\text{lúc } \omega_c < \frac{1}{T} \right) \quad (2-5)$$

Rõ ràng là phải làm cho $\omega_c < \frac{1}{T}$, nghĩa là $K < \frac{1}{T}$ hay $KT < 1$, nếu không đồ thị

Bode sẽ qua 0 với -40dB/dec sẽ bất lợi cho tính ổn định.

Biểu thức (2-5) chứng tỏ

K của mạch vòng càng lớn thì tần số ngắt ω_c cũng càng lớn, sự thích nghi của hệ thống cũng càng nhanh.

Như phần trước đã có, lượng dự trữ ổn định góc pha của hệ thống điển hình loại I là: $\gamma = 90^\circ - \text{tg}^{-1} \omega_c \cdot T$.

Từ đó có thể thấy lúc ω_c tăng lên

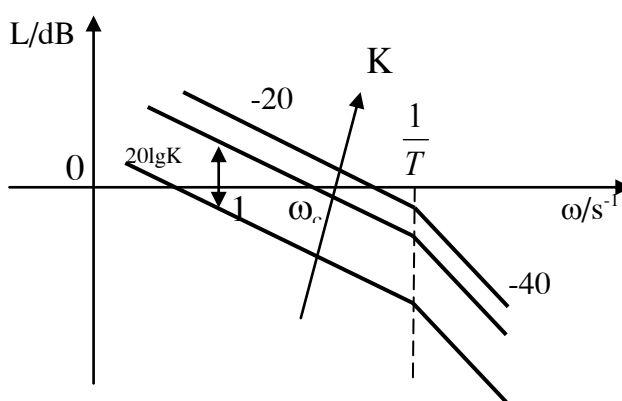
γ sẽ giảm xuống. Điều đó cũng

thể hiện sự mâu thuẫn giữa tính nhanh nhạy và tính ổn định. Khi lựa chọn tham số cụ thể, cần phải có sự tính toán bình quân giữa ω_c và γ .

Hình 2-5 thể hiện rõ hiện tượng tiến lên xuống của đường đặc tính tần số biên pha mạch vòng hở của hệ thống điển hình loại I khi thay đổi giá trị K .

Ta sẽ dùng toán học để định lượng quan hệ giữa tham số K và các tham số của chỉ tiêu chất lượng.

2.4.1- Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám của hệ thống và tham số K



Hình 2-5 Quan hệ giữa đường đặc tính tần số biên pha mạch vòng hở của hệ thống điển hình loại I và tham số K .

2.4.1.1- Chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái ổn định

Chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái ổn định của hệ thống điển hình loại I có thể dùng sai số ở trạng thái ổn định dưới tác dụng của các loại tín hiệu khác nhau để biểu thị, trong lý thuyết điều khiển tự động đã cho các mối quan hệ này, như trong bảng 2-1.

**Bảng 2-1 Sai số trạng thái ổn định của hệ thống loại I
dưới tác dụng của các loại tín hiệu khác nhau.**

Tín hiệu đầu vào	Đầu vào nhảy vọt $R(t) = R_0$	Đầu vào dốc $R(t) = v_0 t$	Đầu vào gia tốc $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
Sai số ở trạng thái ổn định	0	V_0/K	∞

Khi tín hiệu đầu vào nhảy vọt, hệ thống điển hình loại I ở trạng thái ổn định không có sai số tĩnh, nhưng khi đầu vào dốc sẽ có sai số trạng thái ổn định không đổi và tỉ lệ nghịch với K, khi đầu vào gia tốc thì sai số trạng thái ổn định là ∞ . Vì thế hệ thống loại I không thể dùng cho hệ thống tự động đầu vào có gia tốc.

2.4.1.2- Chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái động

Hệ thống điển hình loại I là một dạng hệ thống loại II, khi nói về tính năng bám trạng thái động của hệ thống bậc II, trong lý thuyết điều khiển tự động đã đưa ra các quan hệ giải tích chính xác giữa chúng và các tham số của hệ thống, các quan hệ này đều được chứng minh ra từ hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống, có dạng tổng quát là :

$$W_K(p) = \frac{C(p)}{R(p)} = \frac{\omega_n^2}{P^2 + 2\xi\omega_n P + \omega_n^2} \quad (2-6)$$

Trong đó : ω_n - tần số góc của dao động tự do khi không có cản hay gọi là tần số góc riêng.

ξ - tỉ số cản, hay gọi là hệ số suy biến.

Từ biểu thức (2-2), ta có hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống điển hình loại I:

$$W_K(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)} = \frac{\frac{K}{p(Tp+1)}}{1 + \frac{K}{p(Tp+1)}} = \frac{\frac{K}{T}}{p^2 + \frac{1}{T}p + \frac{K}{T}} \quad (2-7)$$

So sánh biểu thức (2-6) và (2-7) ta nhận được quan hệ chuyển đổi giữa các tham số như sau:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}} \quad (2-8)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT}} \quad (2-9)$$

$$\xi \omega_n = \frac{1}{2T} \quad (2-10)$$

Ở phần trước đã chỉ ra, trong hệ thống điển hình loại I: $KT < 1$ nên $\xi > 0,5$.

Do tính chất của hệ thống bậc II, ta biết khi $\xi < 1$, sự thích ứng trạng thái động của hệ thống là đường đặc tính dao động khuyết cản. Khi $\xi > 1$ là trạng thái quá cản, khi $\xi = 1$ là trạng thái cản tới hạn. Bởi vì trạng thái quá cản thích ứng quá chậm, nên thường thiết kế hệ thống theo trạng thái khuyết cản. Vì vậy trong hệ thống điển hình loại I lấy:

$$0,5 < \xi < 1 \quad (2-11)$$

Một số công thức tính toán chỉ tiêu trạng thái động thích ứng nhảy vọt ở điều kiện ban đầu bằng 0 của hệ thống bậc II khuyết cản:

$$+ \text{Lượng quá điều khiển: } \sigma \% = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \cdot 100\% \quad (2-12)$$

$$+ \text{Thời gian tăng: } t_r = \frac{2\xi T}{\sqrt{1-\xi^2}} (\pi - \cos^{-1} \xi) \quad (2-13)$$

$$+ \text{Thời gian điều chỉnh: } t_s \approx \frac{3}{\xi\omega_n} = 6T \quad (\text{lúc } \xi < 0,9) \quad (2-14)$$

Kết quả tính toán cho một số giá trị của ξ trong khoảng $0,5 \div 1$ được cho trong bảng 2-2.

Bảng 2-2 Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái động và các tham số của hệ thống điển hình loại I

Quan hệ tham số K,T	0,25	0,39	0,5	0,69	1,0
Tỉ số cản ξ	1,0	0,8	0,707	0,6	0,5
Lượng quá điều khiển σ %	0	1,5 %	4,3 %	9,5 %	16,3%
Thời gian tăng t_r	∞	6,67 T	4,72 T	3,34 T	2,41T
Độ dư trữ ổn định góc pha γ	$76,3^0$	$69,9^0$	$65,5^0$	$59,2^0$	$51,8^0$
Tần số ngắt ω_c	0,243/T	0,367/T	0,455/T	0,596/T	0,786/T

ω_c còn được tính theo công thức chính xác hơn sau đây:

$$\omega_c = \omega_n \cdot [\sqrt{4\xi^4 + 1} - \xi^2]^{1/2} \quad (2-15)$$

Với ω_n dùng công thức (2-10) thay thế ta được:

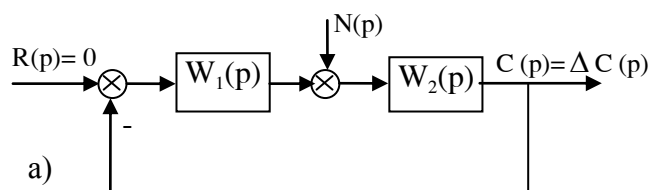
$$\omega_c = \frac{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{1/2}}{2\xi T} \quad (2-16)$$

Vì thế, lượng dư trữ ổn định góc pha là:

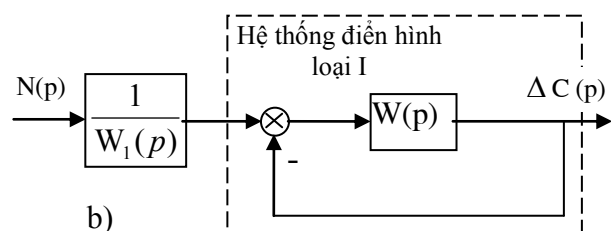
$$\gamma = 90^0 - \text{tg}^{-1} \omega_c T = \text{tg}^{-1} \cdot \frac{1}{\omega_c T} = \text{tg}^{-1} \cdot \frac{2\xi}{[\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2]^{1/2}} \quad (2-17)$$

2.4.2- Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu và tham số của hệ thống điển hình loại I.

Hệ thống điển hình loại I dưới tác dụng của nhiễu N thể hiện trên hình 2-6a



Hàm số truyền của phần hệ thống phía trước điểm nhiễu tác dụng là $W_1(p)$, còn phần phía sau là $W_2(p)$, với:



Hình 2-6 Hệ thống điển hình loại I chịu tác dụng nhiễu.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$$W_1(p) \cdot W_2(p) = W(p) = \frac{K}{p(Tp + 1)} \quad (2-18)$$

Khi chỉ xét về tính chống nhiễu, có thể đặt lượng đầu vào $R = 0$, lúc đó tham số đầu ra ΔC của nó sau khi di chuyển tác dụng nhiễu $N(p)$ đến điểm tác dụng đầu vào, sẽ nhận được sơ đồ kết cấu tương đương như trên hình 2-6b, trong phần khung nét đứt là hệ thống điển hình loại I.

Từ hình vẽ ta có hàm số ảnh của lượng biến đổi đầu ra chịu tác dụng nhiễu là:

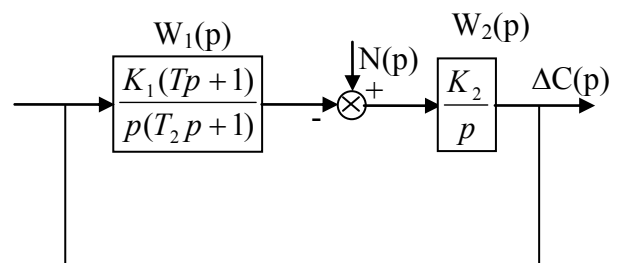
$$\Delta C(p) = \frac{N(p)}{W_1(p)} \cdot \frac{W(p)}{1 + W(p)} \quad (2-19)$$

Như vậy là, từ trong khung nét đứt của hình 2-6b ta thấy đường đặc tính chống nhiễu của hệ thống liên quan trực tiếp đến cấu trúc của nó, tính năng chống nhiễu còn liên quan đến hàm số truyền $W_1(p)$ trước điểm nhiễu tác dụng. Ở đây tác dụng nhiễu là một nhân tố quan trọng. Chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu định lượng nào đó chỉ thích hợp với một điểm tác dụng nhiễu nhất định nào đó mà thôi, nên sẽ làm cho việc phân tích tính chống nhiễu càng phức tạp.

Nếu yêu cầu đáp ứng cho các loại hệ thống điều khiển thì phải phân tích nhiều quá trình động của nhiễu dạng nhiễu tác dụng vào các điểm khác nhau. Nhưng ở đây chỉ tập trung vào hệ thống điều khiển tốc độ thường dùng nên ta phân tích một loại trường hợp như trên hình 2-7.

Trong hình 2-7, hàm số truyền của hai bộ phận trước và sau điểm tác dụng nhiễu có hai dạng khác nhau $W_1(p)$ và $W_2(p)$, hệ số khuếch đại của hai bộ phận lần lượt là K_1 và K_2 , mà $K_1 \cdot K_2 = K$; hằng số thời gian riêng của mỗi bộ phận lần lượt là T_1 và T_2 , mà $T_2 > T_1$

Để hiệu chỉnh hệ thống này thành hệ thống điển hình loại I, bộ điều chỉnh trong $W_1(p)$ đã cài đặt khâu vi



Hình 2-7 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống loại I dưới tác dụng của một dạng nhiễu.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

phân - tỉ lệ (T_2p+1) để tạo lượng khử tương ứng (T_2p+1) trong mẫu số của hàm số truyền $W_1(p)$ đối tượng điều khiển trong $W_2(p)$. Như vậy hàm số truyền chung của hệ thống là phù hợp với biểu thức (2-18).

Khi chịu nhiễu nhảy vọt, $N(p) = \frac{N}{p}$, thay vào hệ thức (2-19) ta được:

$$\Delta C(p) = \frac{N}{p} \cdot \frac{p(Tp+1)}{K_1(T_2p+1)} \cdot \frac{\frac{K}{p(Tp+1)}}{1 + \frac{K}{p(Tp+1)}} = \frac{NK_2(Tp+1)}{(T_2p+1)(2T^2p^2 + 2Tp+1)}$$

Nếu tham số điều chỉnh đã dựa theo chỉ tiêu tính năng bám chọn trước là $KT = 0,5$ hoặc $K = K_1K_2 = \frac{1}{2}T$ thì:

$$\Delta C(p) = \frac{2NK_2T(Tp+1)}{(T_2p+1)(2T^2p^2 + 2Tp+1)} \quad (2-20)$$

Dùng phương pháp tích phân từng phần phân giải hệ thức (2-20), sau đó tìm Laplace ngược, có thể nhận được hàm số thời gian của quá trình quá độ lượng biến đổi đầu ra sau khi chịu nhiễu nhảy vọt như sau:

$$\Delta C(t) = \frac{2NK_2m}{2m^2 - 2m + 1} \left[(1-m)e^{\frac{-t}{T_2}} - (1-m)e^{\frac{-t}{2T}} \cos \frac{t}{2T} + m.e^{\frac{-t}{2T}} \sin \frac{t}{2T} \right] \quad (2-21)$$

Trong đó $m = \frac{T_1}{T_2}$ biểu thị tỉ số hai hằng số thời gian trong đối tượng điều khiển. Trị số này nhỏ hơn 1.

Lấy các trị số khác nhau của m , có thể tính toán và vẽ ra đồ thị quá trình động $\Delta C(t) = f(t)$ tương ứng, từ đó tìm ra lượng suy giảm trạng thái động cực đại ΔC_{\max} và thời gian tương ứng t_m , cùng với thời gian phục hồi t_v khi trường dung sai cho phép là $\pm 5\%C_b$.

Kết quả tính toán được kê trong bảng 2-3.

**Bảng 2-3 Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng động
và các tham số của hệ thống điển hình loại I**

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$
$\Delta C_{\max} / C_b$	55,5%	33,2%	18,5%	12,9%
t_m / T	2,8	3,4	3,8	4,0
t_v / T	14,7	21,7	28,7	30,0

Trong tính toán, để làm cho các giá trị $\Delta C_{\max} / C_b$ và t_v / T đều nằm trong phạm vi hợp lý phải lấy giá trị chuẩn cơ bản là:

$$C_b = \frac{1}{2} K_2 N \quad (2-22)$$

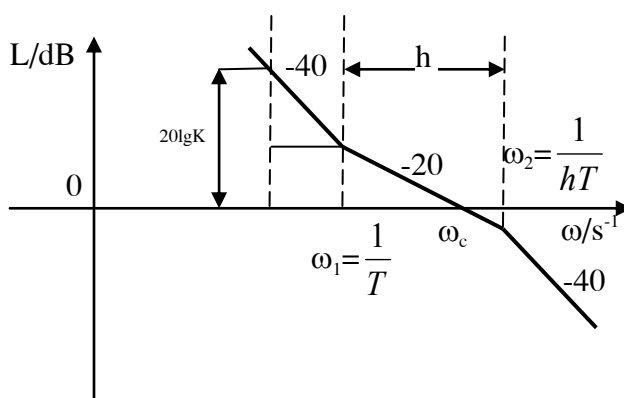
Từ bảng 2-3 có thể thấy, khi hai hằng số thời gian của đối tượng điều khiển cách nhau khá lớn thì lượng suy giảm trạng thái động giảm xuống, còn thời gian phục hồi lại kéo dài ra.

2.5-Quan hệ giữa các tham số và chỉ tiêu chất lượng của hệ thống điển hình loại II

Trong hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống điển hình loại II (biểu thức 2-3), tương tự như hệ thống điển hình loại I, hằng số thời gian T là tham số riêng của đối tượng điều khiển. Khác nhau ở chỗ có hai tham số cần xác định là K và τ , điều này làm cho việc chọn tham số càng phức tạp hơn.

Để phân tích được rõ ràng và thuận tiện hơn, ta đưa vào một biến số mới là h (hình 2-8) ta đặt:

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (2-23)$$



Hình 2-8 Đặc tính tần số biên pha mạch vòng hở và độ rộng trung tần của hệ thống điển hình loại II.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

h là độ rộng đoạn trung tần với độ dốc -20 dB/dec. Nó là tham số then chốt vì tình trạng của độ rộng trung tần có tác dụng quyết định tới chất lượng trạng thái động của hệ thống điều khiển.

Nếu giả thiết điểm $\omega = 1$ ở tại -40 dB/dec trên đoạn đường đặc tính, từ hình 2-8 có thể thấy:

$$20 \lg K = 40 \lg \omega_1 + 20 \lg \frac{\omega_c}{\omega_1} = 20 \lg \omega_1 \cdot \omega_c$$

$$\text{Vì vậy } K = \omega_1 \cdot \omega_c \quad (2-24)$$

Từ trên đường đặc tính tần số còn có thể thấy: bởi vì T là số xác định, nên nếu thay đổi τ cũng bằng thay đổi độ rộng trung tần h . Sau khi đã xác định được τ , lại thay đổi K sẽ tương đương với dịch chuyển lên xuống đường đặc tính tần số biên pha, từ đó thay đổi được tần số ngắt ω_c . Vì vậy khi thiết kế độ điều chỉnh, chọn hai tham số h và ω_c là tương đương với chọn 2 tham số T và K .

Dùng nguyên tắc tối thiểu của các giá trị đỉnh của đường đặc tính tần số biên pha mạch vòng kín để tìm ra quan hệ giữa các đại lượng h và ω_c , đối với giá trị h nhất định chỉ có một giá trị ω_c (hoặc K) xác định, có thể nhận được giá trị đỉnh $M_{r \min}$ của đường đặc tính, lúc đó quan hệ giữa ω_c và ω_1, ω_2 là:

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad (2-25)$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2} \quad (2-26)$$

$$\text{Nhưng } \omega_1 + \omega_2 = \frac{2\omega_c}{h+1} + \frac{2h}{h+1} \omega_c = 2\omega_c \text{ nên}$$

$$\omega_c = \frac{1}{2} (\omega_1 + \omega_2) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T} + \frac{1}{\tau} \right) \quad (2-27)$$

Giá trị nhỏ nhất tương ứng là:

$$M_{r \min} = \frac{h+1}{h-1} \quad (2-28)$$

Bảng 2-4 liệt kê ra giá trị cực tiểu $M_{r \min}$ và tỉ số các tần số tương ứng tính được từ các hệ thức (2-25) ÷ (2-29)

Bảng 2-4 Giá trị $M_{r \min}$ và tỉ số tần số khi độ rộng trung tần h khác nhau

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$M_{r \min}$	2	1,67	1,5	1,4	1,33	1,29	1,25	1,22
ω_2 / ω_c	1,2	1,6	1,67	1,71	1,75	1,78	1,80	1,82
ω_c / ω_1	2,0	2,5	2,0	3,5	4,0	4,5	5,0	

Kinh nghiệm cho thấy, M_r ở trong khoảng $1,2 \div 1,5$ tính năng trạng thái động của hệ thống tương đối tốt, có lúc còn cho phép đạt tới $1,8 \div 2,0$ vì thế h có thể chọn trong khoảng $3 \div 10$, khi h càng lớn thì hiệu quả giảm $M_{r \min}$ càng không rõ rệt.

Sau khi xác định được h và ω_c thì dễ dàng tính toán được K và τ , từ định nghĩa của h ta biết: $\tau = h.T$ (2-29)

Từ biểu thức (2-24) và (2-26):

$$K = \omega_1 \cdot \omega_c = \omega_1^2 \cdot \frac{h+1}{2} = \left(\frac{1}{ht}\right)^2 \cdot \frac{h+1}{2} = \frac{h+1}{2h^2T^2} \quad (2-30)$$

Các biểu thức (2-29) và (2-30) là những công thức tính tham số hệ thống điển hình loại II trong thiết kế kỹ thuật. Chỉ cần dựa theo yêu cầu chỉ tiêu chất lượng động, xác định trị số của h, là có thể thay vào hai công thức này để tính ra tham số của bộ điều chỉnh.

Ta lần lượt xét quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám và chất lượng chống nhiễu với h, để làm căn cứ tính toán tham số h.

2.5.1- Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng bám và tham số của hệ thống điển hình loại II

2.5.1.1- Chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái ổn định

Lý thuyết điều khiển tự động đưa ra sai số trạng thái ổn định với tín hiệu đầu vào khác nhau của hệ thống điển hình loại II như trong bảng 2-5

Bảng 2-5 Sai số trạng thái ổn định với tín hiệu đầu vào khác nhau của hệ thống điển hình loại II

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Tín hiệu đầu vào	Đầu vào nhảy vọt $R(t) = R_0$	Đầu vào dốc $R(t) = v_0 t$	Đầu vào gia tốc $\frac{t_{0n}}{T} \cdot U_S = \rho \cdot U_S$
Sai số ở trạng thái ổn định	0	0	a_0/K

Từ bảng 2-5 có thể thấy, với tín hiệu đầu vào nhảy vọt và có độ dốc, hệ thống loại II không có sai số tĩnh. Với tín hiệu đầu vào có gia tốc thì độ lớn có sai số tỉ lệ nghịch với hệ số khuếch đại mạch vòng hở K.

2.5.1.2- Chỉ tiêu chất lượng bám trạng thái động

Khi dựa vào chuẩn tắc giá trị tối thiểu M_r để tính toán tham số bộ điều chỉnh, cần phải tìm ra quá trình bám trạng thái động của hệ thống, trước tiên lấy hệ thức (2-29) và (2-30) thay vào hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống điển hình loại II, ta sẽ được:

$$W(p) = \frac{K(p+1)}{p^2(Tp+1)} = \left(\frac{h+1}{2h^2T^2} \right) \cdot \frac{hTp+1}{p^2(Tp+1)}$$

Sau đó tìm hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống :

$$\begin{aligned} W_K(p) &= \frac{W(p)}{1+W(p)} = \frac{\frac{h+1}{2h^2T^2}(hTp+1)}{p^2(Tp+1) + \frac{h+1}{2h^2T^2}(hTp+1)} = \frac{hTp+1}{\frac{2h^2T^2}{h+1}p^2(Tp+1) + (hTp+1)} \\ &= \frac{hTp+1}{\frac{2h^2}{h+1}T^3p^3 + T^2p^2 \frac{2h^2}{h+1} + hTp+1} \end{aligned}$$

Mà $W_K(p) = \frac{C(p)}{R(p)}$, khi đầu vào nhảy vọt một đơn vị $R(p) = \frac{1}{p}$ nên

$$C(p) = \frac{hTp+1}{p \left[\frac{2h^2}{h+1}T^3p^3 + \frac{2h^2}{h+1}T^2p^2 + hTp+1 \right]} \quad (2-31)$$

Lấy T là chuẩn cơ bản thời gian, đối với một trị số h cụ thể, từ công thức (2-31) có thể tìm ra hàm số thích ứng nhảy vọt đơn vị tương ứng $C(\frac{t}{T})$, từ đó tính ra

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

được lượng quá điều khiển $\sigma\%$, thời gian tăng t_r/T , thời gian điều chỉnh t_s/T và bậc dao động k .

Kết quả tính toán bằng số cho một ví dụ được liệt kê trên bảng 2-6.

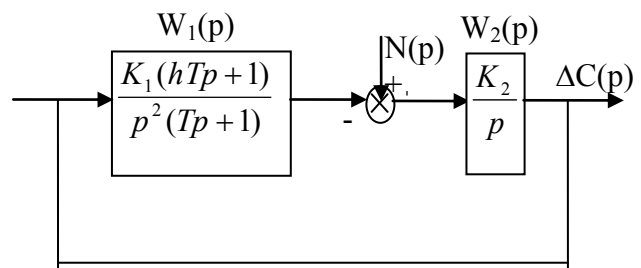
Bảng 2-6 Chỉ tiêu chất lượng bám đầu vào nhảy vọt của hệ thống điển hình loại II

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sigma \%$	52,6	43,6	37,6	33,2	29,8	27,2	25,0	23,3
t_r/T	2,4	2,65	2,85	3,0	3,1	3,2	3,3	3,35
t_s/T	12,15	11,65	9,55	10,45	11,30	12,25	13,25	14,2
k	3	2	2	1	1	1	1	1

Vì tính chất dao động giảm dần của quá trình quá độ, thời gian điều chỉnh thay đổi theo h không phải là đơn điệu. Thời gian điều chỉnh lúc $h = 5$ là ngắn nhất. Ngoài ra, h càng lớn thì lượng quá điều khiển càng nhỏ, nếu muốn cho $\sigma \% \leq 25 \%$ thì buộc phải chọn độ rộng trung tần $h < 9$, nhưng độ rộng trung tần quá lớn sẽ làm cho thời gian hồi phục khi bị nhiễu phải kéo dài nên phải xem yêu cầu công nghệ cụ thể để chọn cho thích hợp. Như vậy lượng quá điều khiển của hệ thống điển hình loại II lớn hơn hệ thống điển hình loại I.

2.5.2- Quan hệ giữa tính năng chống nhiễu và các tham số của hệ thống điển hình loại II

Đối với hệ thống điển hình loại II, ta cũng chọn điểm tác dụng nhiễu thường gặp trong hệ thống điều khiển tốc độ như hình 2-9 để phân tích quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu và các tham số của nó.



Hình 2-9 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điển hình loại II dưới tác dụng của một loại nhiễu.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Theo chuẩn tắc tối thiểu của M_r để xác định quan hệ tham số, tức là:

$K = K_1.K_2 = \frac{h+1}{2h^2T^2}$, ta có hàm số truyền mạch vòng kín dưới tác dụng của nhiễu

$N(p)$ là:

$$\begin{aligned} W_K(p) &= \frac{\Delta C(p)}{N(p)} = \frac{\frac{K_2}{p}}{1 + \frac{K_1 K_2 (hTp + 1)}{p^2 (Tp + 1)}} = \frac{K_2 p (Tp + 1)}{p^2 (Tp + 1) + K_1 K_2 (hTp + 1)} \\ &= \frac{\frac{2h^2 T^2}{h+1} . K_2 p (Tp + 1)}{\frac{2h^2}{h+1} T^3 p^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 p^2 + hTp + 1} \end{aligned}$$

Đối với nhiễu nhảy vọt $N(p) = \frac{N}{p}$ thì

$$\Delta C(p) = \frac{\frac{2h^2 T^2}{h+1} . K_2 N (Tp + 1)}{\frac{2h^2}{h+1} T^3 p^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 p^2 + hTp + 1} \quad (2-32)$$

Từ biểu thức (2-32) tính toán ra đường cong $\Delta C(t)$ quá trình chống nhiễu trạng thái động ứng với các giá trị h khác nhau, rồi từ đó tìm ra các chỉ tiêu tính năng chống nhiễu trạng thái động được ghi ra trong bảng 2-7.

Bảng 2-7 Quan hệ giữa chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu trạng thái động và tham số của hệ thống điển hình loại II

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta C_{\max}/C_b(\%)$	72,2	77,5	81,2	84,0	86,3	88,1	89,6	90,8
t_m / T	2,45	2,70	2,85	3,00	3,15	3,25	3,30	3,40
t_v / T	13,60	10,45	8,80	12,45	16,85	19,80	22,8	25,85

Trong tính toán, để cho các chỉ tiêu đều nằm trong phạm vi hợp lý, ta lấy trị số cơ bản đầu ra là:

$$C_b = 2K_2TN \quad (2-33)$$

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Thời gian phục hồi t_V trong bảng 2-7 là thời gian ΔC suy giảm tới C_b trong phạm vi $\pm 5\%$. Từ các số liệu trong bảng có thể thấy, nói chung h càng nhỏ thì ΔC_{\max} nhỏ, t_m và t_V cũng ngắn, do đó tính chống nhiễu càng tốt. Nhưng lúc $h < 5$ thì nếu h còn nhỏ nữa, vì bậc dao động tăng lên thời gian phục hồi t_V lại kéo dài ra. Vì vậy, ngay việc rút ngắn thời gian hồi phục t_V trong tính năng chống nhiễu thì lấy $h = 5$ là tốt nhất - nó cũng phù hợp với yêu cầu rút ngắn thời gian điều chỉnh t_s trong chất lượng tám.

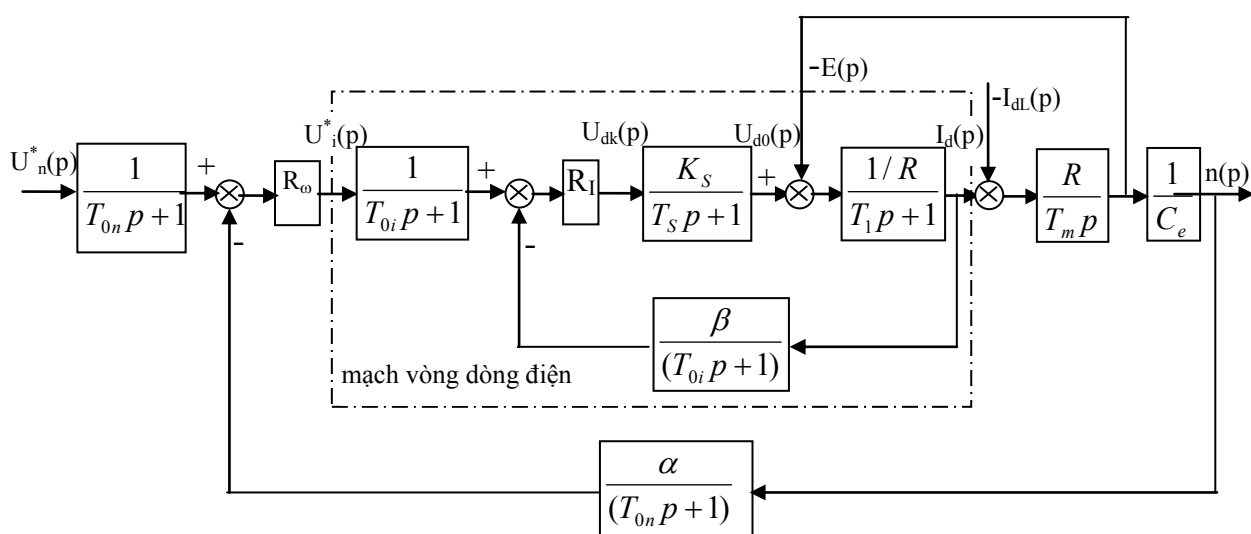
2.6- Bộ điều chỉnh dòng điện và tốc độ quay của hai mạch vòng được thiết kế theo phương pháp ứng dụng

Trong phần trước, ta đã nghiên cứu phương pháp chung thiết kế kỹ thuật bộ điều chỉnh hệ thống thông thường, ở phần này ta sẽ dùng phương pháp này để thiết kế hai bộ điều chỉnh hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín.

Ta đã biết nguyên tắc chung để thiết kế hệ thống điều khiển nhiều mạch vòng là: bắt đầu từ vòng trong, rồi từng vòng từng vòng một mở rộng ra ngoài. Đối với hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín trước tiên phải thiết kế xong bộ điều chỉnh, tiếp đến coi cả mạch vòng dòng điện là một khâu trong hệ thống điều chỉnh tốc độ quay, sau đó lại thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ quay.

Sơ đồ cấu trúc trạng thái động hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín được vẽ trên hình 2-10, nó khác với hình 1-5 ở chỗ tăng thêm một khâu lọc sóng, bao gồm bộ lọc dòng điện, bộ lọc tốc độ quay và hai khâu lọc sóng cho trước.

Bởi vì trong tín hiệu đo kiểm dòng điện thường chứa đựng thành phần xoay chiều, nên buộc phải cài thêm bộ lọc sóng tần thấp, mà hằng số thời gian T_{0i} của bộ lọc ấy được chọn theo yêu cầu. Khâu lọc sóng có thể hạn chế thành phần xoay chiều trong tín hiệu phản hồi, nhưng lại làm cho tín hiệu phản hồi chậm lại. Để làm cân bằng với sự chậm trễ này, tại đường vào tín hiệu thường cài đặt một khâu quán tính có cùng hằng số thời gian, và gọi là khâu lọc sóng cho trước. Làm như vậy để cho tín hiệu cho trước và tín hiệu phản hồi đi qua cùng một thời gian chậm sau như nhau, làm cho cả hai phối hợp ăn ý với nhau về mặt thời gian, từ đó dẫn tới việc thiết kế trở nên dễ dàng hơn.



Hình 2-10 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống
điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín.

Vì điện áp phản hồi tốc độ quay nhận được từ máy phát đo tốc có chứa độ nhấp nhô do đổi hướng gây ra, nên cũng phải lọc sóng, hằng số thời gian biểu thị bằng T_{0n} . Dựa vào nguyên lý giống như ở mạch vòng dòng điện, trên mạch vòng tốc độ quay cũng cài đặt một khâu lọc sóng cho trước với hằng số thời gian T_{0n} .

2.6.1- Thiết kế bộ điều chỉnh dòng điện

2.6.1.1- Đơn giản hoá sơ đồ cấu trúc mạch vòng dòng điện

Trên khung nét đứt trên hình 2-10 chính là sơ đồ cấu trúc mạch vòng dòng điện. Lúc đem tách riêng mạch vòng dòng điện để thiết kế, vấn đề đầu tiên gặp phải là tác dụng phản hồi đan xen nhau, nó thể hiện ảnh hưởng của đầu ra mạch vòng vận tốc đối với mạch vòng dòng điện. Hằng số thời gian điện từ T_1 trong các hệ thống thực tế thường nhỏ hơn rất nhiều so với hằng số thời gian điện từ của động cơ điện T_m , vì thế quá trình điều tiết dòng điện thường nhanh hơn rất nhiều so với quá trình thay đổi của tốc độ, cũng có nghĩa là nhanh hơn rất nhiều so với sự thay đổi của sức điện động ngược E . Đối với mạch vòng dòng điện thì sức phản điện động chỉ là một loại nhiễu biến đổi chậm mà thôi, trong quá trình điều khiển bộ điều chỉnh dòng điện có thể coi E gần như không đổi, nghĩa là $\Delta E \approx 0$. Như vậy khi thiết kế mạch vòng dòng điện có thể tạm thời không xét tới tác dụng thay đổi của sức điện động ngược, và đem tách tác dụng phản hồi của sức điện động ngược sang một

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

bên, từ đó có thể nhận được một sơ đồ cấu trúc gần đúng của mạch vòng dòng điện đã bỏ qua ảnh hưởng của sức điện động như trên hình 2-11a. Sau đó đưa hai khâu tương đương của lọc sóng cho trước và lọc sóng phản hồi vào phía trong mạch vòng, ta được hình 2-11b. Cuối cùng T_S và T_{0i} đều nhỏ hơn rất nhiều so với T_n , có thể coi đó là sự xử lý khâu quán tính nhỏ coi là một khâu quán tính, lấy:

$$T_{\Sigma i} = T_S + T_{0i} \quad (2-34)$$

thì sơ đồ cấu trúc mạch vòng dòng điện cuối cùng đơn giản hoá thành hình 2-11c.

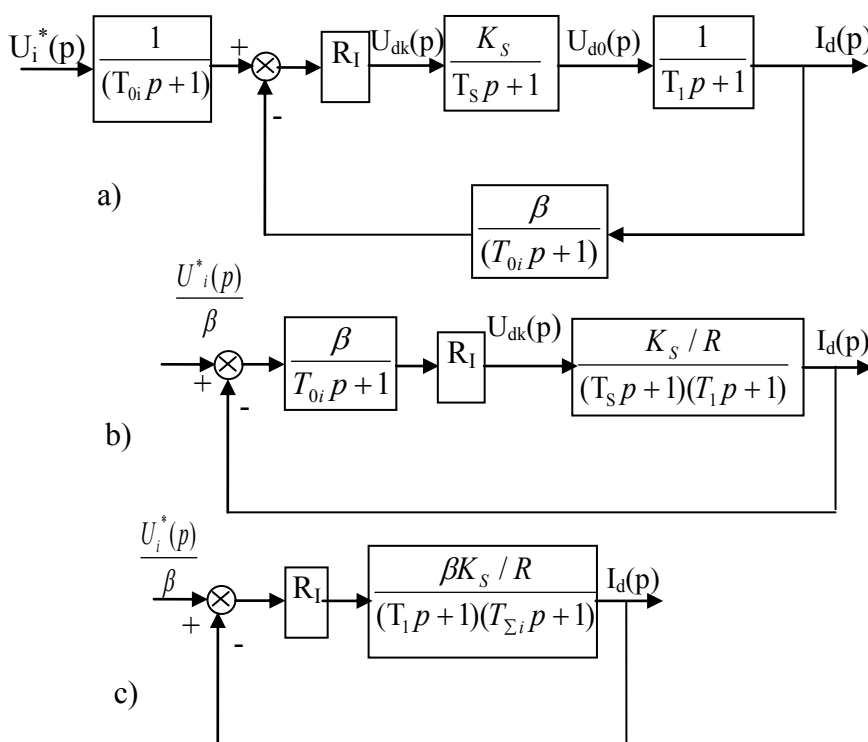
Đương nhiên, việc đơn giản hoá này là có điều kiện. Trước tiên ta khảo sát điều kiện xử lý gần đúng khâu quán tính nhỏ, theo công thức $\omega \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_2 T_3}}$, rồi lấy hằng số thời gian cụ thể thay thế vào, điều kiện gần đúng sẽ là:

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_S T_{0i}}} \quad (2-35)$$

Trong đó ω_{ci} là tần số ngắt của vòng dòng điện.

Bây giờ ta nghiên cứu điều kiện bỏ qua ảnh hưởng của sức điện động ngược đối với mạch vòng dòng điện. Sơ đồ cấu trúc trong mạch vòng dòng điện có chứa bộ phận sức điện động ngược được thể hiện trên hình 2-12a.

Để đơn giản dễ hiểu, ta giả thiết



Hình 2-11 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch vòng dòng điện.

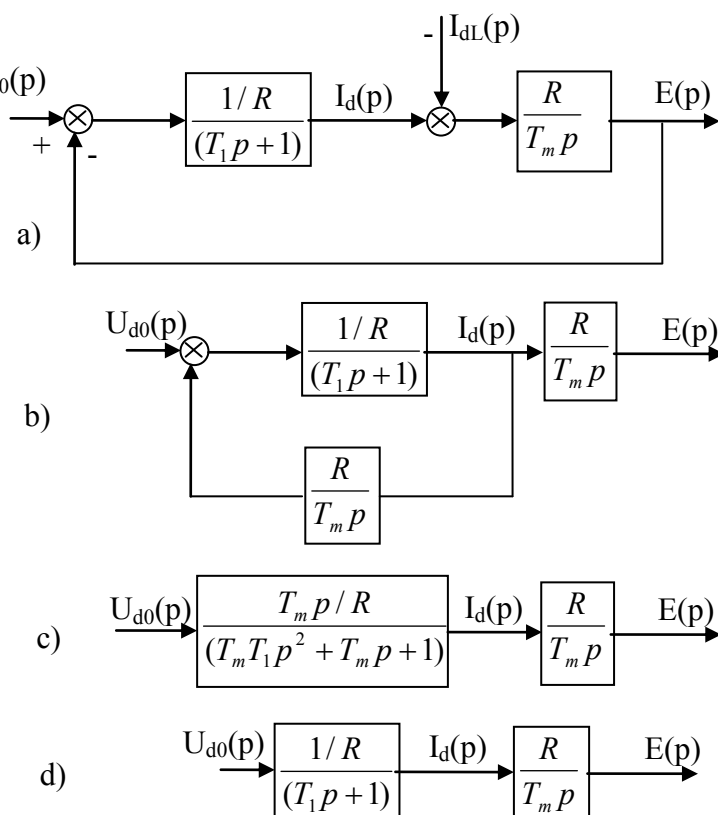
Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

là không tải lý tưởng, tức là $I_{dL} = 0$, và đưa điểm dẫn ra của mạch phản hồi vào phía trong mạch vòng sẽ được

sơ đồ cấu trúc như trên hình 2-12b. Sử dụng phép biến đổi đẳng trị liên tiếp phản hồi, cuối cùng sẽ nhận được hình 2-12c.

Lúc $T_m T_1 \omega^2 \gg 1$, hàm số truyền trong khoang thứ nhất trên hình 2-12c có thể coi gần đúng là:

$$\frac{\frac{T_m p}{R}}{T_m T_1 p^2 + T_m p + 1} \approx \frac{\frac{T_m p}{R}}{T_m T_1 p^2 + T_m p} = \frac{1}{T_1 p + 1}$$



Hình 2-12 Biến đổi đẳng trị của sơ đồ cấu trúc sức điện động ngược tác dụng ($I_{dL} = 0$).

Đó chính là trường hợp bỏ qua tác dụng của sức điện động ngược. Điều kiện gần đúng để chuyển đổi là:

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_1}} \quad (2-36)$$

2.6.1.2- Lựa chọn cấu trúc bộ điều chỉnh dòng

Một tác dụng quan trọng của mạch vòng dòng điện là giữ cho dòng điện mạch roto trong quá trình làm việc không vượt quá trị số cho phép, vì vậy khi tác dụng điều khiển đột ngột không muốn có quá điều khiển, hoặc lượng quá điều khiển càng nhỏ càng tốt. Xuất phát từ quan điểm này, phải hiệu chỉnh mạch vòng dòng điện thành hệ thống điển hình loại I. Nhưng mạch vòng dòng điện lại còn có một tác dụng điều tiết kịp thời đối với dao động điện áp mạng, nhằm nâng cao tính kháng

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

hiệu của nó, như thế lại muốn hiệu chỉnh mạch vòng dòng điện thành hệ thống điển hình loại II.

Do vậy ta phải dựa vào yêu cầu cụ thể của hệ thống thực tế để mà quyết định chọn lựa hiệu chỉnh theo hệ thống điển hình nào.

Thông thường, khi tỉ số hai hằng số thời gian của đối tượng điều khiển $T_i / T_{\Sigma i} \leq 10$, từ số liệu của bảng 2-3 có thể thấy thời gian phục hồi kháng nhiễu của hệ thống điển hình loại I còn có thể phù hợp được, vì vậy thường thiết kế hệ mạch vòng dòng điện theo hệ thống điển hình loại I, và sau đây sẽ khảo sát trường hợp này.

Hình 2-11c chứng tỏ rằng đối tượng điều khiển của mạch vòng dòng điện thuộc dạng quán tính đôi. Muốn hiệu chỉnh thành hệ thống điển hình loại I, rõ ràng là phải dùng bộ điều chỉnh PI, hàm số truyền của nó có thể viết dưới dạng:

$$W_{RI}(p) = K_i \cdot \frac{\tau_i p + 1}{\tau_i p} \quad (2-37)$$

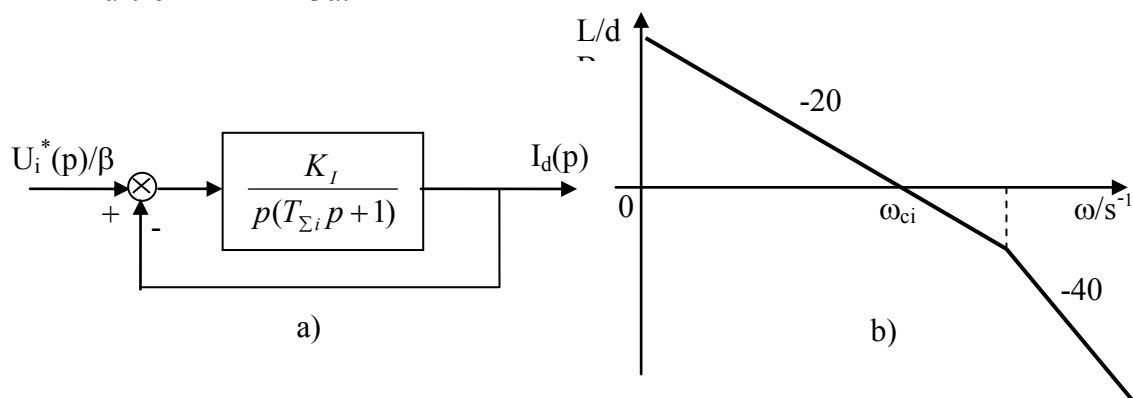
Trong đó: K_i - là hệ số tỉ lệ của bộ điều chỉnh dòng điện.

τ_i - là hằng số thời gian vượt trước của bộ điều chỉnh dòng điện.

Để cho điểm 0 của bộ điều chỉnh khử bỏ hằng số thời gian của đối tượng điều khiển, ta chọn:

$$\tau_i = T_i \quad (2-38)$$

thì sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch vòng dòng điện sẽ trở thành dạng điển hình như trên hình 2-13a.



Hình 2-13 Mạch vòng dòng điện được hiệu chỉnh thành hệ thống điển hình loại I:

a) sơ đồ cấu trúc trạng thái động; b) đặc tính tần biên logarit.

Trong đó:

$$K_I = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} \quad (2-39)$$

Hình 2-13b đã vẽ ra đường đặc tính tần biên logarit mạch hở lúc đó của mạch vòng dòng điện.

Kết quả trên đây nhận được với hàng loạt điều kiện giả định, những điều kiện giả định đã dùng tới là:

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3T_s}; \quad \omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_1}}; \quad \omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{0i}}}$$

2.6.1.3- Chọn tham số của bộ điều chỉnh dòng điện

Tham số của bộ điều chỉnh dòng điện bao gồm K_i và τ_i .

Hằng số thời gian τ_i đã chọn là $\tau_i = T_1$

Hệ số tỉ lệ K_i phụ thuộc vào ω_{ci} và chỉ tiêu chất lượng động cần thiết. Thông thường, lúc muốn cho lượng quá điều khiển $\sigma \% \leq 5\%$, từ bảng 2-2, có thể lấy hệ số cản $\xi = 0,707$; $T_i / T_{\Sigma i} = 0,5$; do đó:

$$K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}} \quad (2-40)$$

lại dùng công thức (2-37) và (2-38) ta được:

$$K_I = \frac{T_1 R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = 0,5 \cdot \frac{R}{K_s \beta} \left(\frac{T_1}{T_{\Sigma i}} \right) \quad (2-41)$$

Nếu hệ thống thực tế yêu cầu những chỉ tiêu chất lượng bám đuổi khác nhau thì các biểu thức (2-37) và (2-38) đương nhiên phải thay đổi theo. Ngoài ra, nếu tính năng kháng nhiễu của mạch vòng có những yêu cầu cụ thể thì còn phải kiểm nghiệm chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu cho hệ thống.

2.6.2.4- Thực hiện bộ điều chỉnh dòng điện

Sơ đồ nguyên lý của bộ điều chỉnh dòng điện kiểu PI lọc sóng cho trước và lọc sóng phản hồi được vẽ trên hình 2-14. Trong hình vẽ, U_i^* là điện áp cho trước của bộ điều chỉnh dòng điện, $-\beta I_d$ là điện áp phản hồi âm của dòng điện, đầu ra của hợp giảm tốc chính là điện áp điều khiển U_{dk} của thiết bị phát xung.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Để chứng minh hàm số truyền của bộ điều chỉnh loại này, trước tiên ta xem xét mạch điện tương đương đầu vào trên hình 2-15. Trong hình đó, A là điểm giả tiếp địa, có thể cho rằng điểm tiếp địa của nó và của tụ C_{0i} là như nhau.

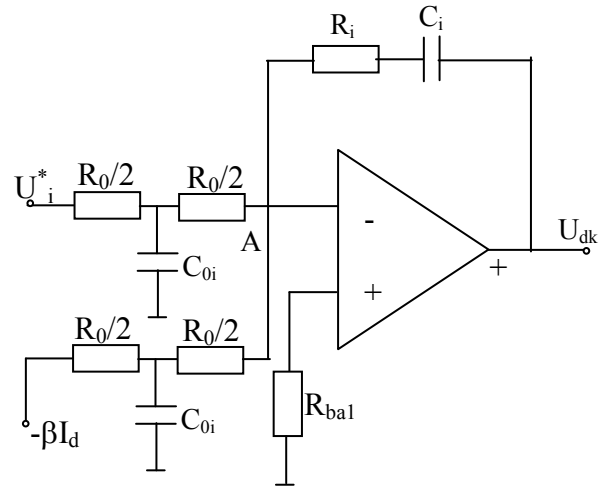
Dùng phép biến đổi Laplace để biểu thị, dòng điện i_a chạy vào điểm A là:

$$\begin{aligned}
 I_a(p) &= \frac{U_{in}(p)}{\frac{R_0}{2} + \frac{\frac{R_0}{2} \cdot \frac{1}{C_{0i}p}}{\frac{R_0}{2} + \frac{1}{C_{0i}p}}} \cdot \frac{1}{\frac{R_0}{2} + \frac{1}{C_{0i}p}} \\
 &= \frac{U_{in}(p)}{\frac{R_0}{2} + \frac{\frac{R_0}{2}}{\frac{R_0}{2} C_{0i}p + 1}} \cdot \frac{1}{\frac{R_0}{2} C_{0i}p + 1} = \\
 &= \frac{U_{in}(p)}{\frac{R_0^2}{4} C_{0i}p + \frac{R_0}{2} + \frac{R_0}{2}} = \frac{U_{in}(p)}{R_0 \left(\frac{R_0}{4} C_{0i}p + 1 \right)} = \frac{U_{in}(p)}{R_0 (T_{0i}p + 1)}
 \end{aligned}$$

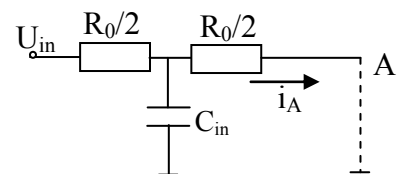
Trong đó hằng số thời gian lọc sóng dòng điện đã định nghĩa là:

$$T_0 = \frac{1}{4} R_0 C_{0i} \quad (2-42)$$

Vì vậy, phương trình cân bằng dòng điện tại điểm giả tiếp địa A trên hình 2-14 là:



Hình 2-14 Bộ điều chỉnh dòng điện kiểu PI có chứa bộ lọc cho trước và bộ lọc phản hồi.



Hình 2-15 Mạch điện tương đương đầu vào có chứa khâu lọc.

$$\frac{U_i^*(p)}{R_0(T_{0i}p+1)} - \frac{\beta I_d(p)}{R_0(T_{0i}p+1)} = \frac{U_{dk}(p)}{R_i + \frac{1}{C_i p}}$$

$$\text{Hay: } \frac{U_i^*(p)}{T_{0i}p+1} - \frac{\beta I_d(p)}{T_{0i}p+1} = \frac{U_{dk}(p)}{K_i + \frac{\tau_i p + 1}{\tau_i p}} \quad (2-43)$$

$$\text{Trong đó: } K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad (2-44)$$

$$\tau_i = R_i C_i \quad (2-45)$$

Sơ đồ cấu trúc trạng thái động tương ứng với công thức (2-43) giống hoàn toàn với sơ đồ cấu trúc trong hình 2-11a khi bộ điều chỉnh dòng điện dùng bộ điều chỉnh PI.

2.6.2- Thiết bộ điều chỉnh tốc độ quay

2.6.2.1- Hàm số truyền mạch vòng kín tương đương của mạch vòng dòng điện

Như phần trên đã chỉ ra, khi thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ quay có thể coi mạch vòng dòng điện đã thiết kế xong là một khâu trong hệ thống điều chỉnh tốc độ quay, vì thế cần phải tìm được hàm số truyền tương đương của nó. Hình 2-13a đã vẽ ra sơ đồ cấu trúc của mạch vòng dòng điện, hàm số truyền mạch vòng của nó là:

$$W_{Ki}(p) = \frac{\frac{K_I}{p(T_{\Sigma i}p+1)}}{1 + \frac{K_i}{p(T_{\Sigma i}p+1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_I}p^2 + \frac{p}{K_I} + 1} \quad (2-46)$$

Tần số ngắt của mạch vòng tốc độ quay nói chung là khá thấp, vì vậy $W_{Ki}(p)$ có thể hạ bậc một cách gần đúng xuống là:

$$W_{Ki}(p) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}p + 1} \quad (2-47)$$

Điều kiện gần đúng theo công thức sau:

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} \quad (2-48)$$

Nếu theo $\xi = 0,707$; $T_i / T_{\Sigma i} = 0,5$ chọn tham số thì:

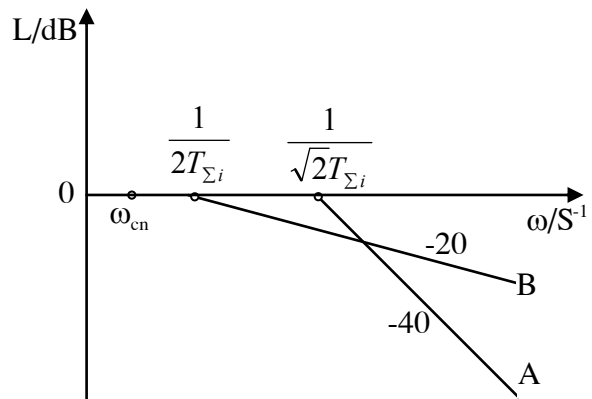
$$W_{Ki}(p) = \frac{1}{2T_{\Sigma i}^2 p^2 + 2T_{\Sigma i} p + 1} \approx \frac{1}{2T_{\Sigma i} p + 1} \quad (2-49)$$

Điều kiện gần đúng là:

$$\omega_{cn} \approx \frac{1}{\sqrt[3]{2T_{\Sigma i}}} = \frac{1}{4,24T_{\Sigma i}}; \text{ làm tròn số ta được:}$$

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{5T_{\Sigma i}} \quad (2-50)$$

Khái niệm về kiểu xử lý này có thể dùng đường đặc tính tần biên logarit như trong hình 2-16 để biểu thị. Theo công thức 2-50, mạch vòng dòng điện vốn là một khâu dao động bậc hai, mà hệ số cản của nó $\xi = 0,707$; chu kỳ dao động tự do không có cản là $\sqrt{2} T_{\Sigma i}$, đường tiệm cận đặc tính tần biên logarit là đường đặc tính A trên hình



2-16. Lấy gần đúng với khâu quán tính cấp II sẽ được đường đặc tính B.

Lúc tần số ngắt ω_{cn} của mạch vòng tần số tương đối thấp thì đối với

đường đặc tính tần số mà nói, hệ thống ban đầu và hệ thống gần đúng chỉ khác nhau

một chút ở đoạn cao tần. Cuối cùng, vì tín hiệu đầu vào của hình 2-13a là $\frac{U_i^*(p)}{\beta}$

nên hàm số truyền của mạch vòng dòng điện vừa tìm ra trên là:

$$W_{Ki}(p) = \frac{I(p)}{\frac{U_i^*(p)}{\beta}}$$

Liên kết trong mạch vòng tốc độ quay thì khâu tương đương của mạch vòng dòng điện tương ứng đổi thành:

Hình 2-16 Đường đặc tính tần biên logarit của mạch vòng dòng điện và khâu gần đúng của nó:

A- Khâu dao động bậc II ban đầu.

B- Khâu mạch vòng tương tự cấp I.

$$\frac{I(p)}{U_i^*(p)} = \frac{W(p)}{\beta} \approx \frac{1}{2T_{\Sigma i}p + 1} \quad (2-51)$$

Cần phải chú ý là, nếu tham số bộ điều chỉnh chọn không được như vậy, thì độ lớn của hằng số thời gian $2T_{\Sigma i}$ cũng sẽ có sự thay đổi tương tự.

Ta cũng thấy rằng, đối tượng điều khiển của mạch vòng dòng điện ban đầu có thể coi gần đúng là khâu quán tính đôi, mà hằng số thời gian của nó là T_i và $T_{\Sigma i}$, sau khi khép kín mạch, toàn bộ mạch vòng kín dòng điện tương đương với khâu dao động bậc hai không có cản với chu kỳ dao động tự nhiên là $\sqrt{2} T_{\Sigma i}$, hoặc có thể coi gần đúng là khâu quán tính bậc nhất với hằng số thời gian nhỏ chỉ là $2T_{\Sigma i}$. Điều đó chứng tỏ rằng, mạch vòng dòng điện sau khi khép kín đã thay đổi đối tượng điều khiển, đẩy nhanh tác dụng bám đuổi dòng điện. Đây là một khái niệm rất quan trọng, thể hiện rõ một chức năng rất quan trọng của bộ phận mạch vòng kín (vòng trong) trong hệ thống điều khiển nhiều mạch vòng.

2.6.2.2- Lựa chọn cấu trúc bộ điều chỉnh tốc độ quay

Sau khi dùng khâu tương đương của mạch vòng dòng điện thay thế cho mạch vòng kín dòng điện trong hình 2-10, sơ đồ cấu trúc trạng thái động của toàn bộ hệ thống điều chỉnh tốc độ quay sẽ trở thành như hình 2-17a

Như phần trước đã biết, theo tiêu chuẩn tương đương đưa khâu lọc sóng cho trước

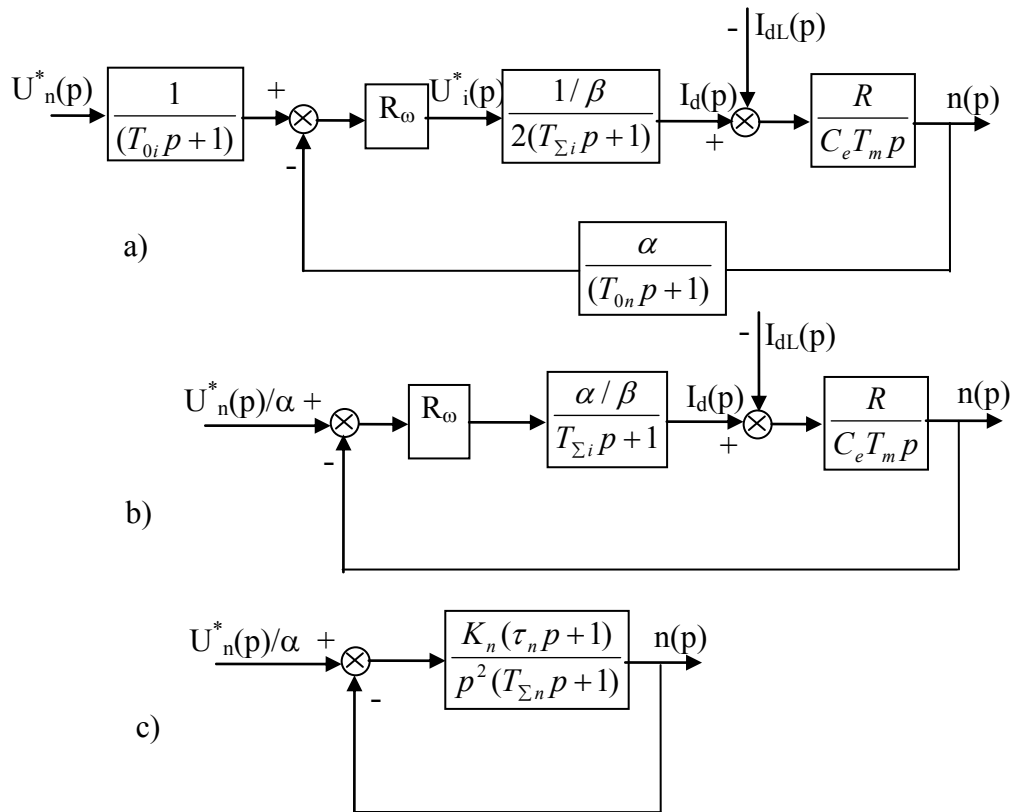
và lọc sóng phản hồi vào vòng trong, đồng thời đổi tín hiệu cho trước thành $\frac{U_i^*(p)}{\alpha}$,

sau đó gộp hai khâu quán tính nhỏ có hằng số thời gian T_{0n} và $2T_{\Sigma i}$ thành một khâu quán tính có hằng số thời gian gần bằng $T_{\Sigma n}$, mà:

$$T_{\Sigma n} = T_{0n} + 2T_{\Sigma i} \quad (2-52)$$

Sơ đồ cấu trúc mạch vòng tốc độ quay sẽ đơn giản hoá thành sơ đồ trên hình 2-17b

Mạch vòng tốc độ quay hiệu chỉnh thành hệ thống điển hình loại II là tương đối chính xác, trước tiên là dựa trên yêu cầu không có sai số tĩnh trạng thái ổn định. Từ hình 2-17b có thể thấy, từ sau điểm tác dụng nhiễu của phụ tải đã có một khâu tích phân. Để thực hiện không có sai số tĩnh tốc độ quay, còn phải cài đặt thêm một



Hình 2-17 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch tốc độ quay và xử lý gần đúng của nó.

khâu tích phân ở phía trước điểm tác dụng nhiễu, vì vậy cần đến hệ thống điển hình loại II. Xét về chất lượng động, hệ thống điều khiển tốc độ trước tiên đòi hỏi có tính năng chống nhiễu khá tốt, hệ thống điển hình loại II đáp ứng rất tốt yêu cầu này. Còn về vấn đề lượng quá điều khiển khá lớn đối với thích nghi nhảy vọt của hệ thống loại II chỉ là số liệu tính theo điều kiện tuyến tính, bộ điều chỉnh tốc độ quay của hệ thống thực tế sau khi đột ngột đưa số liệu vào sẽ bị bão hoà rất nhanh, tác dụng phi tuyến ấy sẽ làm giảm nhanh lượng quá điều khiển. Vì vậy, mạch vòng tốc độ quay của đại bộ phận hệ thống điều khiển tốc độ đều tiến hành thiết kế theo hệ thống điển hình loại II.

Từ hình 2-17b có thể thấy rõ, muốn hiệu chỉnh mạch vòng tốc độ quay thành hệ thống điển hình loại II, thì bộ điều chỉnh tốc độ quay cũng cần phải dùng bộ điều chỉnh PI, hàm số truyền của nó là:

$$W_{\text{R}\omega}(p) = K_n \cdot \frac{\tau_n p + 1}{\tau_n p} \quad (2-53)$$

Trong đó: K_n - hệ số tỷ lệ của bộ điều chỉnh tốc độ quay;

τ_n - hằng số thời gian vượt trước của bộ điều chỉnh tốc độ quay.

Như vậy, hàm số truyền vòng hở của hệ thống điều chỉnh tốc độ sẽ là:

$$W_n(p) = \frac{K_n \alpha R (\tau_n p + 1)}{\tau_n \beta C_e T_m p^2 (T_{\Sigma n} p + 1)} = \frac{K_n (\tau_n p + 1)}{p^2 (T_{\Sigma n} p + 1)} \quad (2-54)$$

Trong đó, hệ số khuếch đại của mạch vòng hở là:

$$W_n = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m} \quad (2-55)$$

Lúc không xét nhiễu của phụ tải, sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều tốc sau khi hiệu chỉnh đã vẽ trên hình 2-17c

Có thể quy nạp các điều kiện giả định trên đây phải tuân theo như sau:

$$\omega_{\text{cn}} \leq \frac{1}{5T_{\Sigma i}} ; \quad \omega_{\text{cn}} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma i} T_{0n}}}$$

2.6.2.3-Lựa chọn tham số bộ điều chỉnh tốc độ quay

Thông số bộ điều chỉnh tốc độ quay gồm có K_n và τ_n .

Theo phương pháp chọn tham số hệ thống điều chỉnh loại II, từ công thức (2-30):

$$\tau_n = h T_{\Sigma n} \quad (2-56)$$

Lại từ công thức (2-30), ta có

$$K_n = \frac{h + 1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad (2-57)$$

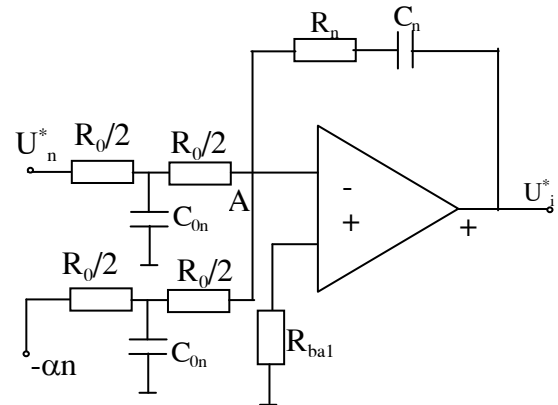
Xét tới hai công thức (2-55) và (2-56) sẽ được hệ số tỷ lệ của bộ điều chỉnh tốc độ quay:

$$K_n = \frac{(h + 1) \beta C_e T_m}{2h \alpha R T_{\Sigma n}} \quad (2-58)$$

Riêng về cách chọn độ rộng trung tần h , thì cần dựa vào yêu cầu của hệ thống đối với tính năng trạng thái động để quyết định. Nếu không có gì đặc biệt, từ số liệu cho trong bảng 2-6 và 2-7 có thể thấy, nói chung nên lấy $h = 5$ là tốt.

2.6.2.4- Thực hiện bộ điều chỉnh tốc độ quay

Sơ đồ nguyên lý bộ điều chỉnh tốc độ quay kiểu PI có cài đặt lọc sóng cho trước và lọc sóng phản hồi được thể hiện trên hình 2-18, trong đó U_n^* là điện áp tốc độ quay cho trước, $-\alpha_n$ là điện áp phản hồi âm tốc độ quay, đầu ra của bộ điều chỉnh là điện áp cho trước U_i^* của bộ điều tiết dòng điện.



Hình 2-18 Bộ điều chỉnh tốc độ quay kiểu PI có cài đặt lọc sóng cho trước và lọc sóng phản hồi.

Tương tự như ở bộ điều chỉnh dòng điện, thông số của bộ điều chỉnh tốc độ quay và quan hệ giữa điện trở và điện dung là:

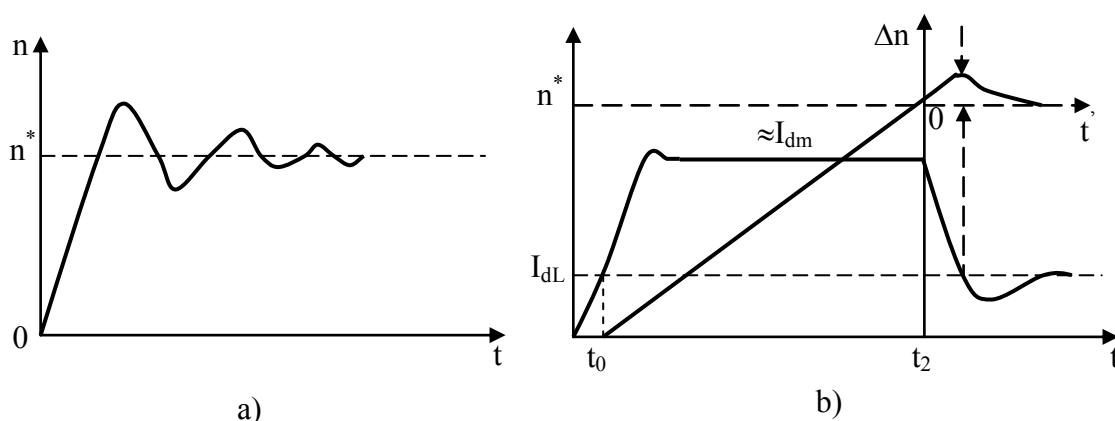
$$K_n = \frac{R_n}{R_0} \quad (2-59)$$

$$\tau_n = R_n \cdot C_n \quad (2-60)$$

$$T_{0n} = \frac{1}{4} R_0 C_{0n} \quad (2-61)$$

2.6.3- Tính toán lượng quá điều khiển tốc độ quay khi bộ điều chỉnh tốc độ quay không bão hoà nữa.

Nếu bộ điều chỉnh tốc độ quay chưa bão hoà và không bị hạn chế về biên độ, nó sẽ làm việc tuyến tính trong phạm vi rất rộng, nên quá trình quá độ tốc độ quay của hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín khi khởi động sẽ giống như trên hình 2-19a, lượng quá điều khiển sẽ không thể rất nhỏ được. Trên thực tế, sau khi đột ngột đưa điện áp cho trước vào không lâu, bộ điều chỉnh tốc độ sẽ ở vào trạng thái bão hoà, điện áp không đổi của đầu ra U_{im}^* làm cho động cơ khởi động ở điều kiện dòng không đổi, dòng điện khởi động $I_d \approx I_{dm} = \frac{U_{im}^*}{\beta}$, còn tốc độ quay n tăng theo quy luật tuyến tính (hình 2-19b).



Hình 2-19 Quá trình khởi động hệ thống điều khiển tốc độ của mạch vòng tốc độ quay thiết kế theo hệ thống điển hình loại II.

a) R_ω không bão hoà; b) R_ω bão hoà.

Mặc dù quá trình quá độ lúc bấy giờ so với bộ điều chỉnh khi không bị hạn chế về biên độ sẽ chậm rất nhiều, nhưng điều đó là cần thiết để đảm bảo dòng điện không vượt quá trị số cho phép.

Bộ điều chỉnh tốc độ quay sau khi bão hoà, chỉ có lúc tốc độ quay tăng lên tới giá trị ổn định n^* ứng với điện áp cho trước U_n^* (điểm O' trên hình 2-19b), điện áp phản hồi mới cân bằng với điện áp cho trước. Sau đó, khi điện áp phản hồi vượt quá điện áp cho trước, thì sai lệch tốc độ bắt đầu xuất hiện trị số âm, mới làm cho bộ điều chỉnh ra khỏi trạng thái bão hoà. Sau khi bộ điều chỉnh R_ω vừa mới ra khỏi bão hoà, do dòng điện mạch động cơ I_d vẫn lớn hơn dòng phụ tải I_{dL} , động cơ vẫn tiếp tục tăng tốc, cho đến khi $I_d \leq I_{dL}$, tốc độ quay mới giảm xuống, vì thế trong quá trình khởi động tất yếu xảy ra tốc độ quay bị quá điều khiển. Nhưng lúc đó không còn theo quy luật quá điều khiển tuyến tính, mà là quá điều khiển sau khi trải qua vùng bão hoà và không bão hoà, và có thể gọi là "quá điều khiển thôi bão hoà".

Lượng quá điều khiển thôi bão hoà nhỏ hơn quá điều khiển của hệ thống tuyến tính. Để thấy rõ điều này, ta dùng phương pháp phân đoạn tuyến tính hóa theo đoạn bão hoà và thôi bão hoà để phân tích quá trình trạng thái động của hệ thống phi tuyến có bão hoà.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Trong giai đoạn bộ điều chỉnh R_ω bão hoà, động cơ về cơ bản khởi động tăng tốc với trị số gia tốc:

$$\frac{dn}{dt} = (I_{dm} - I_{dL}) \cdot \frac{R}{C_e T_m} \quad (2-62)$$

Quá trình này diễn ra liên tục đến tận thời điểm t_2 (xem hình 1-6 và hình 2-19b) khi $n = n^*$ mới thôi. Nếu bỏ qua thời gian làm chậm khởi động t_2 và quá trình rất ngắn ở giai đoạn dòng điện tăng lên, và cho rằng ngay từ khi bắt đầu động cơ đã khởi động theo quy luật gia tốc không đổi, nghĩa là:

$$t \approx \frac{C_e T_m n^*}{R(I_{dm} - I_{dL})}$$

xét tới công thức (2-58) và $U^* = \alpha n^*$, $U_{im}^* = \beta I_{dm}$ thì:

$$t_2 \approx \left(\frac{2h}{h+1} \right) \frac{K_n U_n^*}{(U_{im}^* - \beta I_{dL})} T_{\Sigma n} \quad (2-63)$$

Khi giai đoạn này kết thúc, $I_d \approx I_{dm}$, $n = n^*$

Trong giai đoạn bộ điều chỉnh R_ω thôi bão hoà, hệ thống điều khiển tốc độ hồi phục đến phạm vi tuyến tính của hệ thống mạch vòng kín tốc độ quay rồi vận hành, sơ đồ cấu trúc của nó thể hiện trên hình 2-17b. Phương trình vi phân mô tả hệ thống hoàn toàn giống với tính năng bám đuổi, chỉ có điều kiện ban đầu là đã thay đổi. Lúc phân tích tính năng bám đuổi, điều kiện ban đầu là:

$$n(0) = 0; I_d(0) = 0$$

Lại nói về quá điều khiển thôi bão hoà: trạng thái kết thúc của giai đoạn bão hoà chính là trạng thái mở đầu của giai đoạn thôi bão hoà, chỉ cần dời điểm 0 của toạ độ thời gian tới điểm bắt đầu t_2 là được. Như vậy điều kiện ban đầu của thôi bão hoà là:

$$n(0) = n^*; I_d(0) = I_{dm}$$

rõ ràng là không giống với điều kiện ban đầu ở trên. Dù cho sơ đồ cấu trúc và phương trình vi phân của hai trường hợp hoàn toàn giống nhau, nhưng do điều kiện ban đầu khác nhau mà quá trình quá độ có thể khác nhau nhiều. Vì vậy lượng quá

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

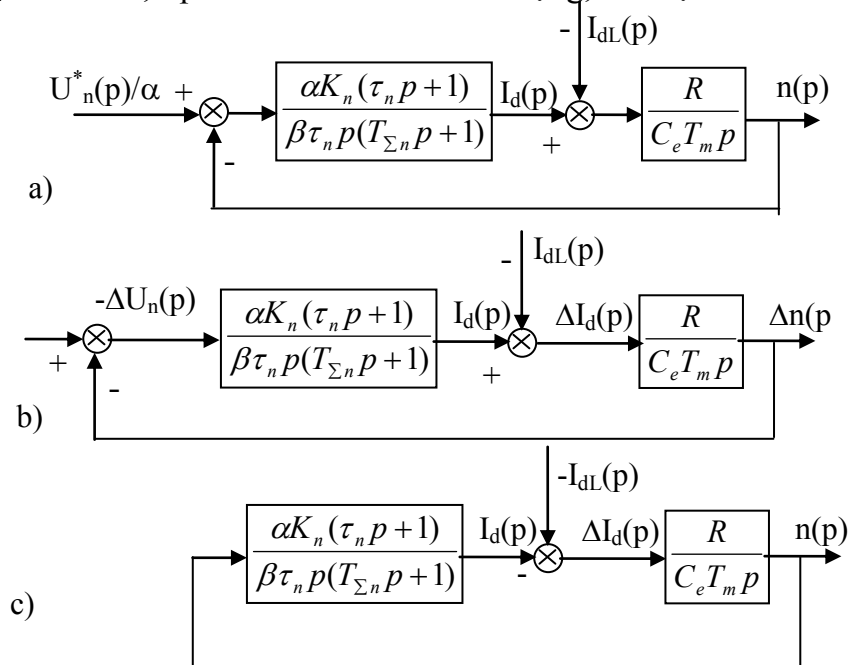
điều khiển thời bão hoà không bằng lượng quá điều khiển trong chỉ tiêu chất lượng bám đuổi của hệ thống điển hình loại II.

Muốn tính toán lượng quá điều khiển thời bão hoà, ta phải giải bài toán quá trình quá độ ở điều kiện ban đầu mới. Nhưng so sánh quá trình quá độ của cùng một hệ thống dưới tác dụng của nhiều phụ tải, ta phát hiện thấy sự giống nhau do đó có thể tìm thấy một con đường tắt để tính toán lượng quá điều khiển thời bão hoà.

Lúc bộ điều chỉnh tốc độ dùng bộ điều chỉnh PI, sơ đồ hệ thống điều khiển tốc độ ứng với hình 2-17b được vẽ thành hình 2-20a. Ta chỉ quan tâm tới phần quá điều khiển thời bão hoà của tốc độ quay ở trạng thái ổn định, có thể dời điểm gốc toạ độ 0 trên hình 2-19b về điểm 0', điều kiện ban đầu chuyển đổi thành:

$$\Delta n(0) = 0; I_d(0) = I_{dm}$$

Vì tín hiệu cho trước trên hình 2-20b là 0 nên có thể bỏ qua nó rồi đưa tín hiệu phản hồi âm của Δn áp vào lượng đầu ra khâu thứ nhất của mạch chủ, nghĩa là đổi I_d thành $-I_d$, tương ứng đổi dòng phụ tải I_{dL} thành $-I_{dL}$, để duy trì mối quan hệ $\Delta I_d = I_d - I_{dL}$ đổi dấu +, - phản hồi âm ở điểm tác dụng, sẽ được hình 2-20c.



Hình 2-20 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động đẳng trị của mạch vòng kín tốc độ quay

a) Lấy tốc độ quay n làm lượng đầu ra; b) Lấy quá điều khiển tốc độ quay

Δn làm lượng đầu ra; c) Biến đổi đẳng trị của hình b.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

So sánh hình 2-20c với sơ đồ cấu trúc đã dùng tới khi xem xét quá trình kháng nhiễu của hệ thống điển hình loại II (hình 2-9), dễ dàng nhận ra rằng chúng hoàn toàn tương đương. Vì vậy, nếu điều kiện ban đầu là như nhau, kết quả nhận được khi phân tích quá trình quá độ của hình 2-9 như trên bảng 2-7, là có thể dùng để phân tích quá trình quá điều khiển thời bão hoà $\Delta n = f(t')$. Để có được điều kiện ban đầu giống với điều kiện ban đầu của quá trình thời bão hoà ta có thể tưởng tượng rằng, đối với hệ thống trên hình 2-9 nếu ban đầu nó đang vận hành ổn định có tải tương đương với I_{dm} , đột ngột giảm xuống I_{dL} hệ thống chắc chắn sẽ trải qua quá trình động có tốc độ quay tăng cao rồi hồi phục, phương trình vi phân mô tả quá trình động này vẫn là một phương trình vi phân của cùng một hệ thống, mà điều kiện ban đầu là:

$$\Delta n(0) = 0; I_d(0) = I_{dm}$$

hoàn toàn giống với điều kiện ban đầu của quá điều khiển thời bão hoà đã nêu ra trước đây. Quá trình tốc độ quay $\Delta n = f(t)$ tăng cao do đột ngột giảm tải như vậy cũng chính là quá trình quá điều khiển thời bão hoà $\Delta n = f(t')$.

Chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu trạng thái động mà bảng 2-7 đã đưa ra quen dùng để tính toán lượng giảm tốc trạng thái động đột ngột gia tải, còn trị số của lượng tăng tốc trạng thái động do giảm tải đột ngột bằng lượng giảm tốc độ quay trạng thái động khi đột ngột tăng cùng một lượng tải ($I_{dm} - I_{dL}$), nhưng ngược dấu. Vì vậy số liệu cho trong bảng 2-7 hoàn toàn có thể tính toán quá điều khiển. Trong chỉ tiêu chống nhiễu, giá trị chuẩn của ΔC là:

$$C_b = 2K_2TN$$

Ở đây, đối chiếu với hình 2-9 và hình 2-20c có thể thấy:

$$K_2 = \frac{R}{C_e T_m}$$

$$T = T_{\Sigma n}$$

Còn $N = I_{dm} - I_{dL}$

Vì thế giá trị chuẩn của Δn phải là:

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$$\Delta n_b = \frac{2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dl})}{C_e T_m} \quad (2-64)$$

Đặt : λ - hệ số quá tải cho phép của động cơ, $I_{dm} = \lambda \cdot I_{dn0m}$;

z - hệ số tải trọng, $I_{dl} = z \cdot I_{dnom}$; Δn_{n0m} -lượng giảm tốc độ quay trạng thái ổn định định mức đặc tính cơ mạch hở hệ thống điều khiển tốc độ $\Delta n_{n0m} = I_{dnom} \frac{R}{C_e}$, thì:

$$\Delta n_b = 2(\lambda - z) \Delta n_{nom} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (2-65)$$

Còn giá trị chuẩn của lượng quá điều khiển $\sigma\%$ là n^* , vì vậy lượng quá điều khiển thỏa bảo hoà có thể tìm ra được sau khi chuyển đổi tỷ số $\Delta C_{max}/C_b$ qua giá trị chuẩn đó là:

$$\sigma\% = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \% \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \right) \cdot 2(\lambda - z) \frac{\Delta n_{nom}}{n^*} \cdot \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (2-66)$$

Ví dụ, giả thiết $\lambda = 1,5$; $z = 0$ (khởi động không tải lý tưởng), $\Delta n_{nom} = 0,3n_{nom}$, $T_{\Sigma n}/T_m = 0,1$ thì :

$$\Delta n_b = 2 \cdot 1,5 \cdot 0,3n_{nom} \cdot 0,1 = 0,09n_{nom}$$

Lúc chọn $h=5$, và khởi động tới tốc độ quay $n^*=n_{nom}$, lượng quá điều khiển thỏa bảo hoà là:

$$\sigma\% = 81,2\% \cdot 0,09 = 7,3\%.$$

Có thể thấy rằng, lượng quá điều khiển thỏa bảo hoà nhỏ hơn rất nhiều so với chỉ tiêu lượng quá điều khiển hệ thống tuyến tính.

Công thức(2-65) chứng tỏ độ lớn của lượng quá điều khiển thỏa bảo hoà có quan hệ với tỷ số hằng số thời gian tốc độ quay, $T_{\Sigma n}/T_m$, độ dốc của đường đặc tính cơ mạch hở, hệ số quá tải λ , độ lớn của tải trọng, đặc biệt còn liên quan tới tốc độ quay n^* ở trạng thái ổn định cho trước. Trong ví dụ kể trên, nếu khởi động đến $0,2n_{nom}$ rồi vận hành ở tốc độ thấp. Vì giá trị tăng của Δn_{max} chưa biến đổi, nên lượng quá điều khiển biến thành

$$\sigma\% \downarrow 0,2n_{nom} = \frac{\Delta n_{max}}{n^*} = \frac{\Delta n_{max}}{0,2n_{nom}} = \frac{7,3\%}{0,2} = 36,5\%$$

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Trị số này lớn hơn rất nhiều so với lúc khởi động đến tốc độ quay định mức.

Lượng quá điều khiển của hệ thống thực tế còn nhỏ hơn so với trị số tính toán được trên đây. Có được như vậy là do tác dụng cục bộ phản hồi âm của phần sức điện động. Lúc tính toán thiết kế mạch vòng dòng điện, với điều kiện $\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_I}}$

bỏ qua tác dụng của sức điện động. Sau khi thiết kế được mạch vòng dòng điện, coi nó tương đương với một khâu quán tính bậc nhất trong mạch vòng tốc độ quay, tiếp đến khi thiết kế mạch vòng tốc độ quay sẽ không xét tới ảnh hưởng của sức điện động nữa, so với tác dụng điều tiết của mạch vòng dòng điện thì sự thay đổi của sức điện động là tương đối chậm, còn khi so sánh với tác dụng điều chỉnh của mạch vòng tốc độ quay thì phải kiểm tra lại xem có thoả mãn điều kiện mới:

$$\omega_{ci} \geq 3 \sqrt{\frac{1}{T_m T_I}} \quad (2-67)$$

Nói chung, $\omega_{cn} < \omega_{ci}$, nên điều kiện của công thức (2-67) chưa chắc đã thoả mãn và gây ra sai số.

Nếu muốn xét tới ảnh hưởng của sức điện động đối với mạch vòng tốc độ quay chỉ còn cách bỏ khâu tương đương dòng điện, sau khi thiết kế được bộ điều chỉnh dòng điện lại vòng về sơ đồ cấu trúc hình 2-10 để đi thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ quay. Bởi vì sơ đồ cấu trúc này bao gồm cả tác dụng phản hồi đan xen, khó có thể đơn giản hoá thành hệ thống điển hình, khi đó phải sử dụng phương pháp mô phỏng số tìm ra quá trình trạng thái động chịu tác dụng của sức điện động và của bão hoà bộ điều chỉnh tốc độ quay, từ đó tìm ra chỉ tiêu chất lượng động. Thông thường khi thiết kế theo phương pháp kỹ thuật thì không thể làm theo cách này, nhưng xét tới ảnh hưởng của sức điện động trên thực tế đều luôn làm giảm lượng điều khiển nên coi nó như một lượng dự trữ trong thiết kế.

Từ những phân tích tính toán ở trên ta còn có thể rút ra một kết luận quan trọng là: độ lớn của lượng quá điều khiển thời bão hoà là phù hợp với độ lớn lượng giảm tốc độ trạng thái động. Sau khi xét tới đặc tính phi tuyến của bộ điều chỉnh tốc

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

độ quay thời bão hoà tính năng bám đuổi và tính năng kháng nhiễu của hệ thống điều khiển tốc độ không mâu thuẫn với nhau mà là phù hợp với nhau

2.6.4 - Ví dụ thiết kế

Hệ thống điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều hai mạch vòng do bán dẫn Thyristo cấp điện, bộ chỉnh lưu dùng mạch cầu ba pha, số liệu cơ bản như sau:

Động cơ điện một chiều: 220 v, 136 A, 1460 vg/ph, $C_e = 0,132$ v ph/vg, hệ số quá tải cho phép $\lambda = 1,5$. Hệ số khuếch đại của bộ bán dẫn Thyristo: $K_S = 40$.

Tổng trở mạch roto: $R = 0,5 \Omega$.

Hằng số thời gian: $T_I = 0,03$ s; $T_m = 0,18$ s.

Hệ số phản hồi dòng điện: $\beta = 0,05$ V/A (≈ 10 v / $1,5 I_{nom}$)

Hệ số phản hồi tốc độ quay: $\alpha = 0,007$ V ph / vg (≈ 10 v / n_{nom})

Yêu cầu tính toán:

Chỉ tiêu trạng thái ổn định: không có sai số tĩnh.

Chỉ tiêu trạng thái động: lượng quá điều khiển dòng điện $\sigma_i \% \leq 5 \%$; lượng quá điều khiển tốc độ quay khi khởi động không tải đến tốc độ quay định mức $\sigma_n \% \leq 10 \%$.

I- Thiết kế mạch vòng dòng điện

1- Xác định hằng số thời gian

a- Hằng số thời gian chậm sau T_S của bộ chỉnh lưu

Dựa vào bảng phụ lục 1, thời gian mất điều khiển bình quân ở mỗi bước sóng của mạch điện cầu ba pha là $T_S = 0,0017$ s.

b- Hằng số thời gian lọc sóng dòng điện T_{0i}

Thời gian của mỗi bước sóng mạch điện cầu ba pha là 3,33 ms, để có thể cơ bản san bằng đầu nhấp nhô của sóng, cần có $(1 \div 2)T_{0i} = 3,33$ ms, vì thế lấy $T_{0i} = 2$ ms = 0,002 s.

c- Hằng số thời gian thành phần mạch vòng dòng điện $T_{\Sigma i}$

Dựa vào phép xử lý gần đúng hằng số thời gian thành phần, lấy $T_{\Sigma i} = T_S + T_{0i} = 0,0037$ s.

2- Chọn cấu trúc bộ điều chỉnh dòng điện

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Căn cứ vào yêu cầu thiết kế: $\sigma_i\% \leq 5\%$, mà: $\frac{T_I}{T_{\Sigma i}} = \frac{0,03}{0,0037} = 8,11 < 10$. Vì

thể có thể thiết kế theo hệ thống điển hình loại I. Bộ điều chỉnh dòng điện chọn kiểu PI, hàm số truyền của nó là:

$$W_{RI}(p) = K_i \cdot \frac{\tau_i p + 1}{\tau_i p}$$

3- Chọn thông số bộ điều chỉnh dòng điện

Hằng số thời gian vượt trước của bộ điều chỉnh dòng điện: $\tau_i = T_I = 0,03$ s.

Hệ số khuếch đại mạch hở của mạch vòng dòng điện: Lúc yêu cầu chọn $\sigma_i\% \leq 5\%$, cần chọn $K_I T_{\Sigma i} = 0,5$ (xem bảng 2-2). Do đó:

$$K_I = \frac{0,5}{T_{\Sigma i}} = \frac{0,5}{0,0037} = 135,1 \text{ l/s}$$

Do đó hệ số tỉ lệ của bộ điều chỉnh dòng điện là:

$$K_i = K_I \cdot \frac{\tau_i R}{\beta K_s} = 135,1 \cdot \frac{0,03 \cdot 0,5}{0,05 \cdot 40} = 1,013$$

4- Điều kiện hiệu chỉnh gần đúng

Tần số ngắt mạch vòng dòng điện $\omega_{ci} = K_I = 135,1$ l/s

a- Điều kiện gần đúng của hàm số truyền bộ bán dẫn Thyristo: $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3T_s}$

Với $\frac{1}{3T_s} = \frac{1}{3 \cdot 0,0017} = 196,1 \text{ l/s} > \omega_{ci}$, thỏa mãn điều kiện gần đúng.

b- Điều kiện bỏ qua ảnh hưởng của sức điện động đối với mạch vòng dòng điện:

$$\omega_{ci} \geq 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{T_m T_I}}$$

với $3 \cdot \sqrt{\frac{1}{T_m T_I}} = 3 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,18 \cdot 0,03}} = 40,82 \text{ l/s} < \omega_{ci}$ thỏa mãn điều kiện gần đúng.

c- Điều kiện xử lý gần đúng hằng số thời gian thành phần: $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s T_{0i}}}$

với $\frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s T_{0i}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{0,0017 \cdot 0,002}} = 180,8 \text{ 1/s} > \omega_{ci}$ thỏa mãn điều kiện gần đúng.

5- Tính toán điện trở và điện dung bộ điều chỉnh

Sơ đồ nguyên lý bộ điều chỉnh dòng điện như trên hình 2-14, dựa vào bộ khuếch đại thuật toán đang sử dụng, ta lấy $R_0 = 40 \text{ k}\Omega$, giá trị điện trở và điện dung được tính toán như sau:

$$R_i = K_i \cdot R_0 = 1,013 \cdot 40 = 40,52 \text{ k}\Omega, \text{ lấy } 40 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0,03}{40 \cdot 10^3} \cdot 10^6 \mu F = 0,75 \mu F, \text{ lấy } 0,75 \mu F$$

$$C_{0i} = \frac{4T_{0i}}{R_0} = \frac{4 \cdot 0,002}{40 \cdot 10^3} \cdot 10^6 \mu F = 0,2 \mu F, \text{ lấy } 0,2 \mu F.$$

Dựa vào các tham số nói trên, chỉ tiêu trạng thái động mà mạch vòng dòng điện có thể đạt tới là:

$$\sigma_i \% = 4,3 \% < 5\% \text{ thỏa mãn yêu cầu thiết kế.}$$

II- Thiết kế mạch vòng tốc độ quay

1- Xác định hằng số thời gian

a- Hằng số thời gian khi mạch vòng dòng điện tương đương là:

$$2T_{\Sigma i} = 0,0074 \text{ s.}$$

b- Hằng số thời gian lọc sóng tốc độ quay là T_{0n}

Căn cứ vào tình trạng nhấp nhô của sóng dòng điện máy phát đo tốc đang dùng, chọn $T_{0n} = 0,01 \text{ s.}$

c- Hằng số thời gian thành phần mạch vòng tốc độ quay $T_{\Sigma n}$

$$\text{Dựa vào sự xử lý gần đúng hằng số thời gian, lấy } T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{0n} = 0,0174 \text{ s}$$

2- Chọn cấu trúc bộ điều chỉnh tốc độ quay

Vì yêu cầu thiết kế không có sai số tĩnh, bộ điều chỉnh tốc độ quay buộc phải có khâu tích phân; sau đó lại dựa vào yêu cầu trạng thái động, cần phải thiết kế mạch vòng tốc độ theo hệ thống điển hình loại II. Vì thế bộ điều chỉnh tốc độ quay chọn bộ điều chỉnh PI, hàm số truyền là:

$$W_{R\omega}(p) = K_n \cdot \frac{\tau_n p + 1}{\tau_n p}$$

3- Chọn tham số bộ điều chỉnh tốc độ quay

Dựa vào nguyên tắc chất lượng bám đuôi và chất lượng chống nhiễu đều tương đối tốt, lấy $h = 5$, thì hằng số thời gian vượt trước của bộ điều chỉnh tốc độ quay là:

$$\tau_n = h \cdot T_{\Sigma n} = 5 \cdot 0,0174 \text{ s} = 0,087 \text{ s.}$$

Hệ số khuếch đại mạch vòng hở tốc độ quay là:

$$K_n = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{6}{2 \cdot 25 \cdot 0,0174^2} = 396,4 \text{ l/s}^2$$

Do đó, hệ số tỷ lệ của bộ điều chỉnh tốc độ quay sẽ là:

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2 \cdot h \cdot \alpha \cdot R \cdot T_{\Sigma n}} = \frac{6 \cdot 0,05 \cdot 0,132 \cdot 0,18}{2 \cdot 5 \cdot 0,007 \cdot 0,5 \cdot 0,0174} = 11,7$$

4- Kiểm nghiệm điều kiện gần đúng

Từ công thức (2-24), tần số ngắt mạch tốc độ quay là:

$$\omega_{cn} = \frac{K_n}{\omega_l} = K_n \cdot \tau_n = 396,4 \cdot 0,087 = 34,5 \text{ l/s}$$

a- Điều kiện đơn giản hoá hàm số truyền mạch vòng dòng điện: $\omega \leq \frac{1}{5T_{\Sigma i}}$

$$\text{Hiện tại } \frac{1}{5T_{\Sigma i}} = \frac{1}{5 \cdot 0,0037} = 54,1 \text{ l/s} > \omega_{cn} \text{ thoả mãn điều kiện gần đúng.}$$

b- Điều kiện xử lý gần đúng hằng số thời gian thành phần $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma i} T_{0n}}}$

$$\text{Bây giờ: } \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma i} T_{0n}}} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 0,0037 \cdot 0,01}} = 38,75 > \omega_{cn} \text{ thoả mãn điều kiện}$$

gần đúng.

5- Tính toán điện trở và điện dung của bộ điều chỉnh

Sơ đồ nguyên lý bộ điều chỉnh tốc độ quay như trên hình 2-18, lấy $R_0 = 40 \text{ k}\Omega$, thì:

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$$R_n = K_n \cdot R_0 = 11,7 \cdot 40 = 468 \text{ k}\Omega, \text{ lấy } 470 \text{ k}\Omega$$

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_0} = \frac{0,087}{470 \cdot 10^3} \cdot 10^6 \mu F = 0,185 \mu F, \text{ lấy } 0,2 \mu F$$

$$C_{0n} = \frac{4T_{0n}}{R_0} = \frac{4 \cdot 0,01}{40 \cdot 10^3} \cdot 10^6 \mu F = 1 \mu F, \text{ lấy } 1 \mu F.$$

6- Hiệu chỉnh lượng quá điều khiển tốc độ

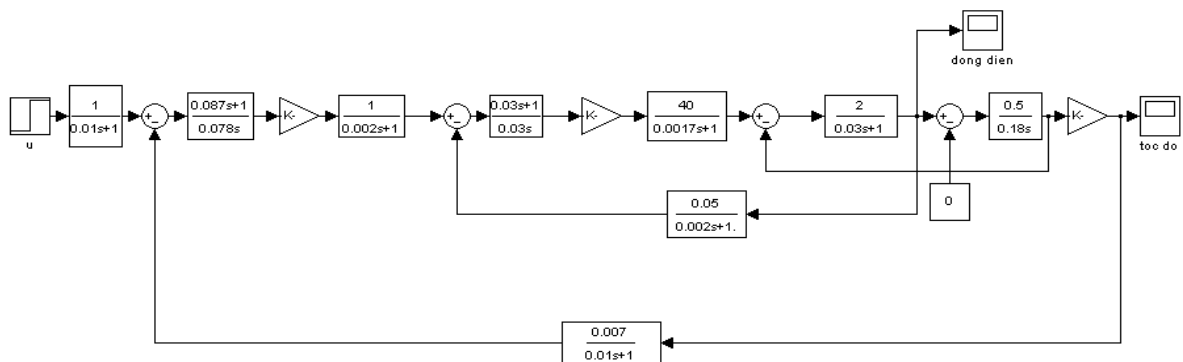
$$\text{Từ công thức 2-65: } \sigma_n \% = \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \cdot 2(\lambda - z) \frac{\Delta n_{n0m}}{n^*} \cdot \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

$$\text{Lúc } h = 5 \text{ thì } \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% = 81,2\%, \text{ còn } \Delta n_{n0m} = \frac{I_{dnom} R}{C_e} = \frac{136 \cdot 0,5}{0,132} = 515,2 \text{ vg/ph}$$

Vì thế $\sigma_n \% = 81,2\% \cdot 2 \cdot 1,5 \cdot \frac{515,2}{1460} \cdot \frac{0,0174}{0,18} = 8,31\% < 10\%$, có thể thỏa mãn yêu cầu thiết kế.

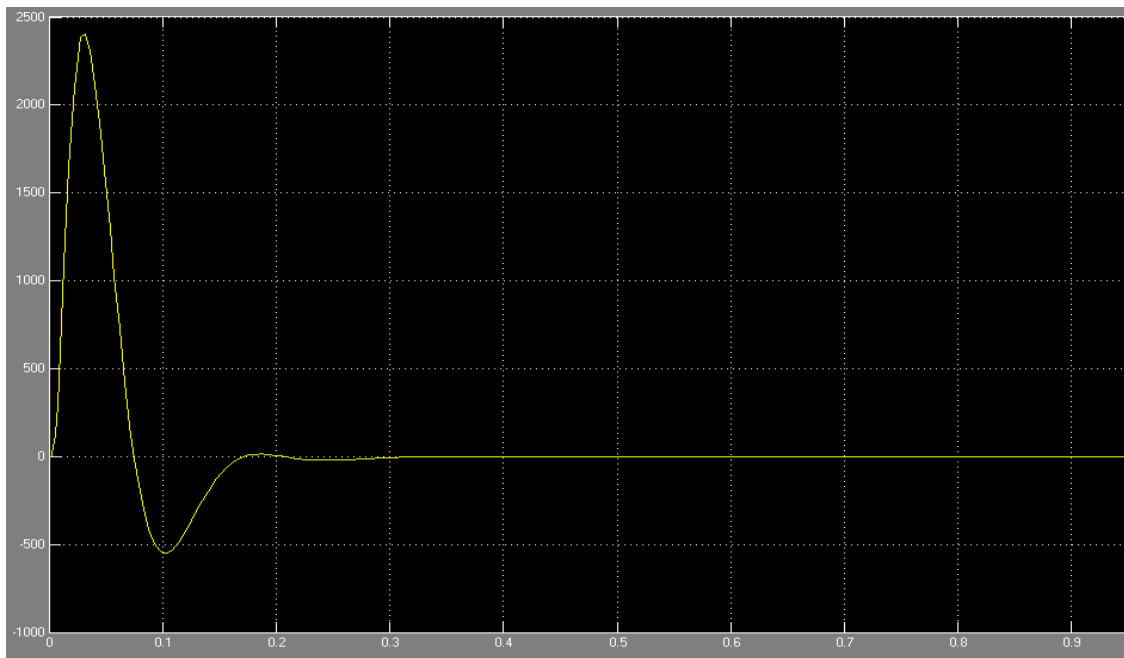
7- Mô phỏng hệ điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện.

Sơ đồ mô phỏng như trên hình 2-21

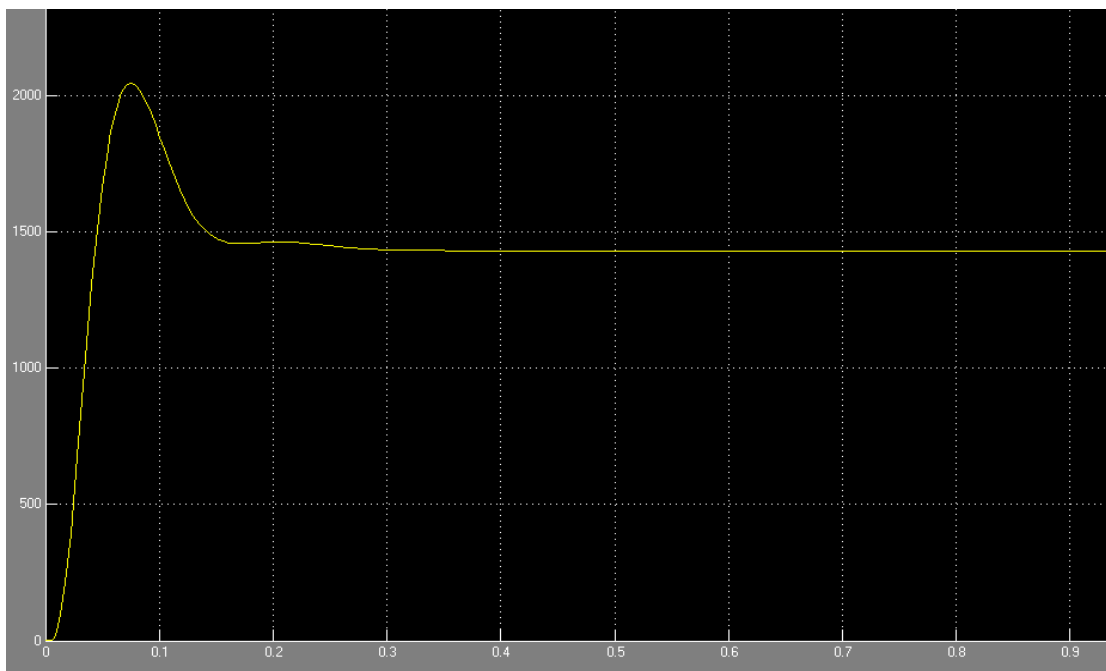


Hình 2-21 Sơ đồ mô phỏng hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ điện một chiều hai mạch vòng kín khi không tải.

Kết quả mô phỏng với tín hiệu đặt = 10 v như trên hình 2-22.



a)

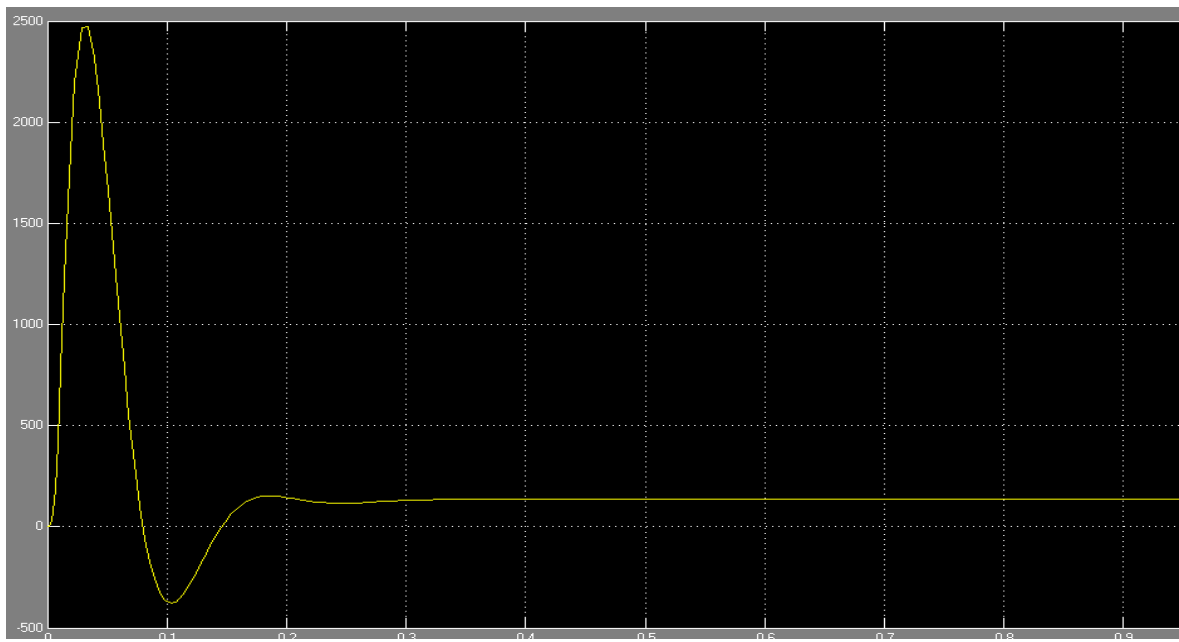


b)

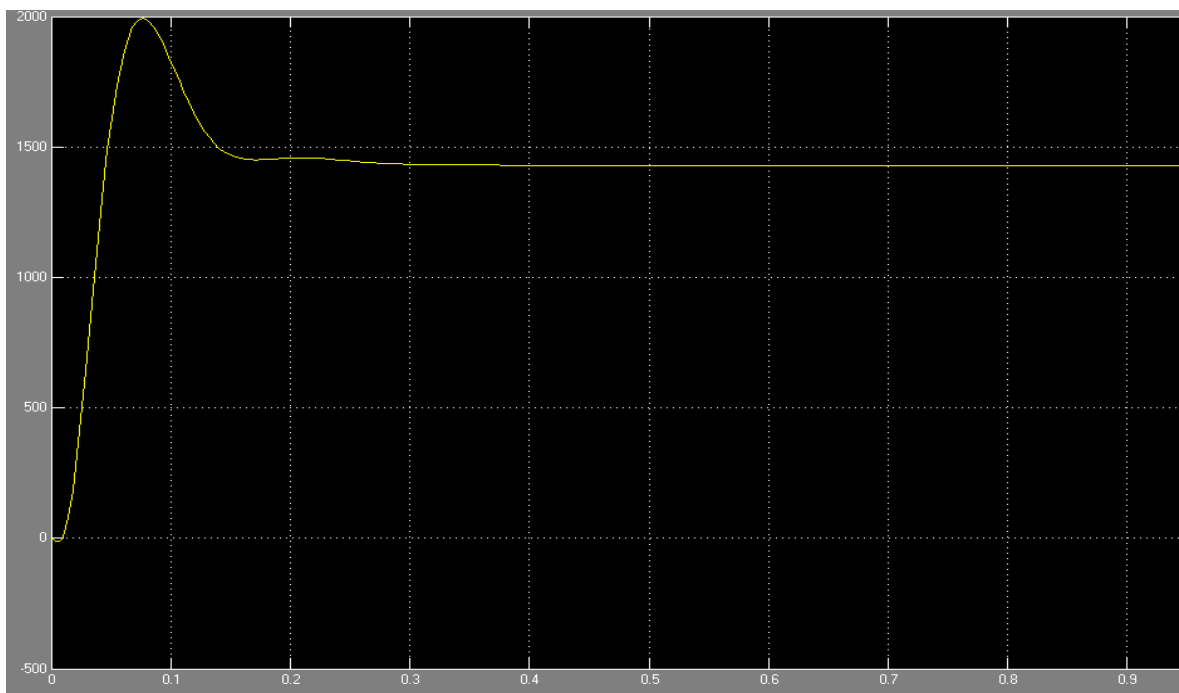
Hình 2-22. Kết quả mô phỏng với tín hiệu đặt 10v khi không tải

a) Dòng điện; b) Tốc độ.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.



a)



b)

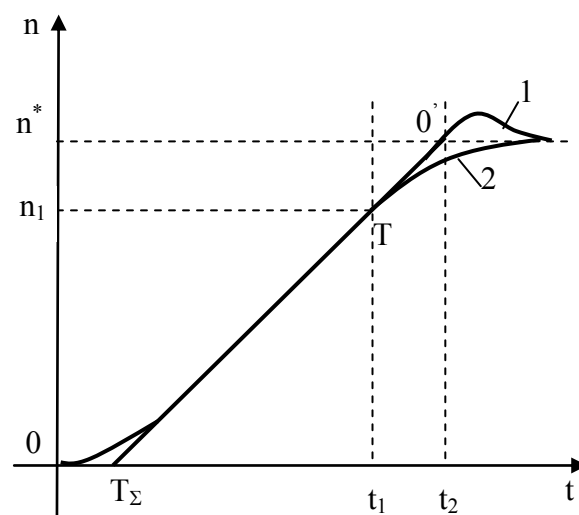
Hình 2-23. Kết quả mô phỏng với tín hiệu đặt 10v khi tải định mức 136A

a) Dòng điện; b) Tốc độ.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

tốc độ quay, lúc này sơ đồ nguyên lý bộ điều chỉnh tốc độ quay được vẽ ra trên hình 2-24.

So sánh với hệ thống hai mạch vòng kín, nó đã tăng thêm tụ C_{dn} và điện trở R_{dn} , nghĩa là trên cơ sở phản hồi âm tốc độ quay đã cài thêm một tín hiệu phản hồi âm vi phân tốc độ quay. Trong quá trình thay đổi tốc độ quay (hình 2-25), hai tín hiệu cùng chống lại tín hiệu cho trước U_n^* , làm cho hệ thống này so với hệ thống hai mạch vòng kín thông dụng càng chóng đạt được cân bằng hơn, bắt đầu thôi bão hoà. Từ hình 2-25 có thể thấy, điểm thôi bão hoà của hệ thống hai mạch vòng kín thông dụng là O' , bây giờ vượt trước đến điểm T, tốc độ quay ứng với điểm T là n_t thấp hơn so với n^* . Do đó có khả năng làm cho hệ thống sau khi bắt đầu làm việc, không có quá điều khiển mà nhanh chóng ở vào thể ổn định, như ở đường 2 trên hình 2-25.



Hình 2-25 Ảnh hưởng của phản hồi âm vi phân tốc độ quay đối với quá trình khởi động.

- 1- Hệ thống hai mạch vòng kín thông dụng.
2- Hệ thống cài đặt phản hồi âm vi phân.

Khi phân tích cấu trúc trạng thái động bộ điều chỉnh tốc độ quay có cài đặt phản hồi âm vi phân, đầu tiên phải xem dòng điện i_{dn} của mạch rẽ phản hồi vi phân, dùng phép biến đổi Laplace để biểu thị:

$$I_{dn}(p) = \frac{\alpha n(p)}{R_{dn} + \frac{1}{C_{dn}p}} = \frac{\alpha C_{dn} p n(p)}{R_{dn} C_{dn} p + 1}$$

Vì vậy, phương trình cân bằng dòng điện viết cho điểm giả tiếp địa A trên hình 2-24 là:

$$\frac{U_n^*(p)}{R_0(T_{0n}p + 1)} - \frac{\alpha n(p)}{R_0(T_{0n}p + 1)} - \frac{\alpha C_{dn} p n(p)}{R_{dn} C_{dn} p + 1} = \frac{U_i^*(p)}{R_n + \frac{1}{C_n p}}$$

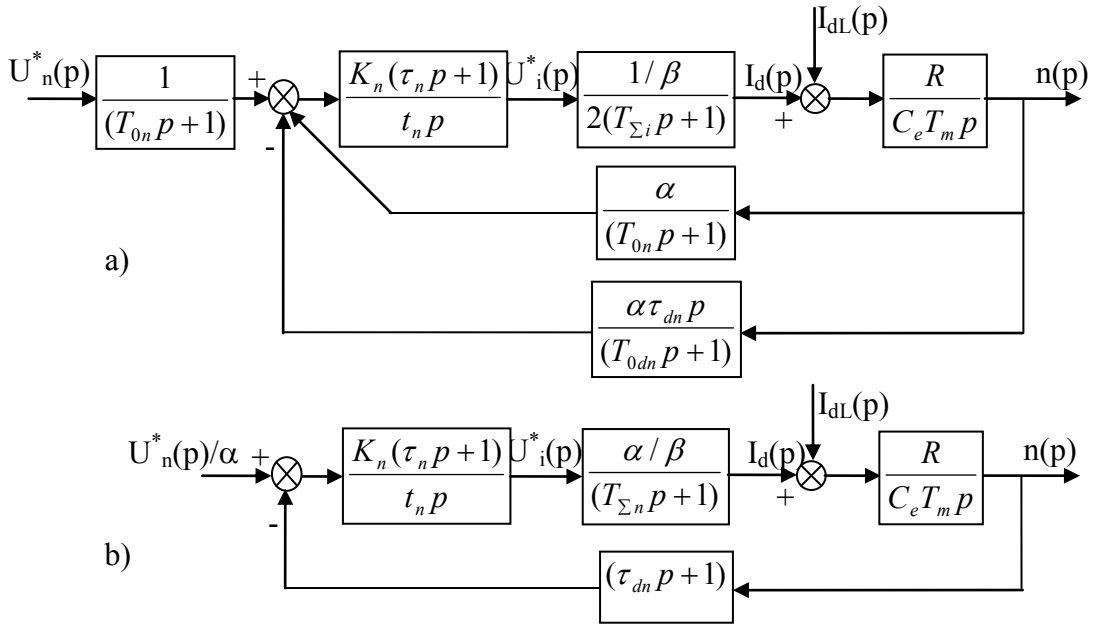
Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

Sau khi biến đổi ta được:

$$\frac{U_n^*(p)}{T_{0n}p+1} - \frac{\alpha n(p)}{T_{0n}p+1} - \frac{\alpha \tau_{dn}pn(p)}{T_{0dn}p+1} = \frac{U_i^*(p)}{K_n \frac{\tau_n p}{\tau_n p}} \quad (2-68)$$

Trong đó: $\tau_{dn} = R_0 C_{dn}$ là hằng số thời gian vi phân tốc độ quay.

$T_{0dn} = R_{dn} C_{dn}$ là hằng số thời gian lọc sóng vi phân tốc độ quay.



Hình 2-26 Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của mạch vòng tốc độ quay có cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay:

a) sơ đồ cấu trúc hệ thống ban đầu; b) sơ đồ cấu trúc sau khi đơn giản hoá.

Dựa vào công thức 2-68 có thể vẽ ra sơ đồ cấu trúc trạng thái động mạch vòng tốc độ quay có cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay như trên hình 2-26a, có thể nhận ra rằng, tác dụng của C_{dn} chủ yếu là tiến hành vi phân tín hiệu tốc độ quay, nên gọi nó là điện dung vi phân, còn tác dụng chủ yếu của R_{dn} là lọc tạp âm cao tần sau vi phân truyền tới, nên gọi nó là điện trở lọc sóng.

Để phân tích được tiện lợi, cho $T_{0dn} = T_{0n}$, sau đó đưa tất cả các khâu lọc sóng vào phía trong mạch vòng tốc độ quay, đồng thời theo phương pháp quán tính gần đúng, đặt $T_{\Sigma n} = T_{0n} + 2 T_{\Sigma i}$, sẽ được sơ đồ cấu trúc như trên hình 2-26b. So sánh với

hình 2-17 của hệ thống hai mạch vòng kín thông dụng ta thấy chỉ có tăng thêm một số hạng vi phân τ_{dnp} trên đường phản hồi.

2.7.3- Thời gian thôi bão hoà và tốc độ quay thôi bão hoà

Như phần trước đã chỉ ra, sau khi đưa phần hồi âm vi phân tốc độ quay vào, có thể hạn chế được quá điều khiển, chủ yếu là do nó đã làm cho bộ điều chỉnh được sớm bước vào thôi bão hoà. Sau khi thôi bão hoà, tính năng trạng thái động của hệ thống phụ thuộc vào mạch vòng tốc độ quay sau khi ở vào quá trình quá độ, mà điều kiện ban đầu của nó chính là dòng điện và tốc độ quay của điểm thôi bão hoà (điểm T trên hình 2-25). Dòng điện của điểm T đương nhiên vẫn là I_{dm} , còn tốc độ quay của nó còn phải tính toán thông qua thời gian thôi bão hoà t_t .

Lúc $t \leq t_t$, bộ điều chỉnh tốc độ quay vẫn còn bão hoà, $I_d = I_{dm}$, tốc độ quay tăng theo quy luật tuyến tính. Nếu coi ảnh hưởng của hằng số thời gian $T_{\Sigma n}$ như là tác dụng chậm sau thuần tuý khi tốc độ quay bắt đầu tăng cao, sau đó nó không còn ảnh hưởng tới độ tăng trưởng của tốc độ quay, như đường gấp khúc O- $T_{\Sigma n}$ - T trên hình 2-25 đã thể hiện, lúc đó quá trình tăng tốc được mô tả theo công thức:

$$n(t) = \frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL})(t - T_{\Sigma n}) \cdot 1(t - T_{\Sigma n}) \quad (2-69)$$

trong đó $1(t - T_{\Sigma n})$ gọi là hàm số nhảy cấp đơn vị bắt đầu từ $T_{\Sigma n}$.

Lúc $t = t_t$, bộ điều chỉnh tốc độ quay bắt đầu thôi bão hoà, tổng các tín hiệu đầu vào của nó phải bằng 0. Từ hình 2-26b được biết:

$$\frac{U_n^*}{\alpha} = n_1 + \tau_{dn} \left. \frac{dn}{dt} \right|_{t=t_t} \quad (2-70)$$

Từ công thức (2-69) và xét tới điều kiện $t_t > T_{\Sigma n}$, ta có:

$$n_t = \frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL})(t - T_{\Sigma n}) \quad (2-71)$$

$$\text{và} \quad \left. \frac{dn}{dt} \right|_{t=t_t} = \frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL}) \quad (2-72)$$

đem các công thức (2-71) và (2-72) thay vào biểu thức (2-70), đồng thời chú ý tới

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$\frac{U_n^*}{\alpha} = n^*$, ta được:

$$n^* = \frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL}) (t - T_{\Sigma n} + \tau_{dn})$$

do đó thời gian thời bão hoà là:

$$t_t = \frac{C_e n^* T_m}{R(I_{dm} - I_{dL})} + T_{\Sigma n} - \tau_{dn} \quad (2-73)$$

Thay vào công thức (2-70) ta được tốc độ quay thời bão hoà:

$$n_t = n^* - \frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL}) \tau_{dn} \quad (2-74)$$

Từ công thức (2-73) và (2-74) có thể thấy, so sánh với tình trạng khi chưa cài đặt phản hồi âm vi phân, thì thời gian sớm thời bão hoà đúng bằng hằng số thời gian vi phân τ_{dn} , lượng sớm thời bão hoà của tốc độ quay là $\frac{R}{C_e T_m} (I_{dm} - I_{dL}) \tau_{dn}$.

2.7.4- Phương pháp thiết kế ứng dụng các tham số phản hồi âm vi phân tốc độ quay

Dựa vào sơ đồ cấu trúc trạng thái động (hình 2-26b) và điều kiện ban đầu cho trước, có thể dùng phương pháp số giải gần đúng để tìm ra quá trình quá độ của hệ thống sau khi thời bão hoà, từ đó có thể tìm hiểu tính năng trạng thái động của nó. Nhưng để cho đơn giản, trong kỹ thuật tốt nhất là tìm được phương pháp tính gần đúng.

Đối với bộ điều chỉnh tốc độ quay chưa cài đặt phản hồi âm vi phân thiết kế theo hệ thống điển hình loại II, đã biết $h = \frac{\tau_n}{T_{\Sigma n}}$, tìm ra công thức dùng trong kỹ thuật tính toán gần đúng hằng số thời gian phản hồi vi phân τ_{dn} :

$$\tau_{dn} = \frac{4h+2}{h+1} T_{\Sigma n} - 2\sigma T_m \cdot \frac{n^*}{(\lambda - z)\Delta n_{nom}} \quad (2-75)$$

Trong đó: σ - là lượng quá điều khiển cho phép biểu thị bằng số thập phân.

Nếu yêu cầu không có quá điều khiển, thì $\sigma = 0$, số hạng đầu trong công thức (2-75) chính là giá trị τ_{dn} cần thiết. Nếu τ_{dn} lớn hơn giá trị này thì quá trình quá độ

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

càng chậm, nhưng vẫn không có quá điều khiển, lúc bấy giờ nếu dùng công thức (2-75) để tính σ có trị số âm thì đó là sai, bởi vì điều kiện giả định dùng trong quá trình chứng minh đã không còn thoả mãn nữa. Vì thế, hằng số thời gian vi phân lúc không có quá điều khiển sẽ là:

$$\tau_{dn \sigma=0} \geq \frac{4h+2}{h+1} T_{\Sigma n} \quad (2-76)$$

2.7.5- Tính năng chống nhiễu của hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín có cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay

Hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín có cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay lúc chịu nhiễu của phụ tải có sơ đồ cấu trúc được vẽ trên hình 2-27, trong đó

$$K_1 = \frac{\alpha K_n}{\beta \tau_n}$$

$$K_2 = \frac{R}{C_e T}$$

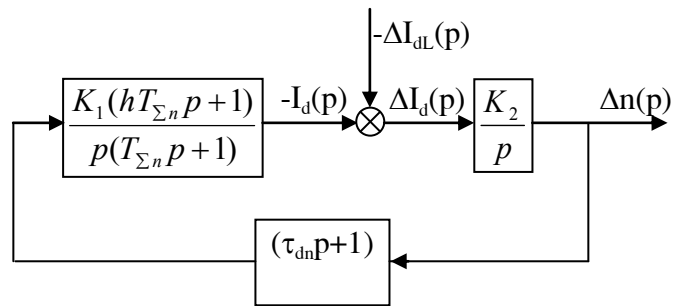
Và: $K_1 \cdot K_2 = K_n = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2}$

Đặt: $\Delta n_b = 2K_2 T_{\Sigma n} \Delta I_{dL}$

$$\delta = \frac{\tau_{dn}}{T_{\Sigma n}}$$

$$\begin{aligned} \text{Thì: } \frac{\frac{\Delta n(p)}{\Delta I_{dL}}}{\frac{\Delta n_b}{p}} &= \frac{1}{2K_2 T_{\Sigma n} \Delta I_{dL}} \cdot \frac{\frac{K_2}{p}}{\frac{K_1 K_2 (hT_{\Sigma n} p + 1)(\tau_{dn} p + 1)}{p^2 (T_{\Sigma n} p + 1)}} \\ &= \frac{\frac{1}{2} p (T_{\Sigma n} p + 1)}{\Delta I_{dL} [T_{\Sigma n} p^2 (T_{\Sigma n} p + 1) + K_1 K_2 T_{\Sigma n} (hT_{\Sigma n} p + 1)(\tau_{dn} p + 1)]} \\ \frac{\Delta n(p)}{\Delta n_b} &= \frac{0,5 T_{\Sigma n} (T_{\Sigma n} p + 1)}{T_{\Sigma n}^3 p^3 \left(1 + \frac{h+1}{2h} \delta\right) T_{\Sigma n}^2 p^2 + \frac{h+1}{2h^2} (h + \delta) T_{\Sigma n} p + \frac{h+1}{2h^2}} \end{aligned} \quad (2-77)$$

Nếu lấy $h = 5$ thì công thức (2-77) trở thành:



Hình 2-27 Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín có phản hồi âm vi phân tốc độ quay chịu nhiễu phụ tải.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.

$$\frac{\Delta n(p)}{\Delta n_b} = \frac{0,5T_{\Sigma n}(T_{\Sigma n}p + 1)}{T_{\Sigma n}^3 p^3 (1 + 0,6\delta)T_{\Sigma n}^2 p^2 + 0,6(1 + 0,2\delta)T_{\Sigma n}p + 0,12} \quad (2-78)$$

Giải hệ thức (2-78) đối với các giá trị khác nhau của δ , ta sẽ được chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu của hệ thống mạch vòng đôi có phản hồi âm vi phân tốc độ quay, số liệu được kê ra trong bảng 2-8.

Bảng 2-8 Chỉ tiêu chất lượng chống nhiễu của hệ thống hai mạch vòng kín có phản hồi âm vi phân tốc độ quay

$\delta = \tau_{dn} / T_{\Sigma n}$	0	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0
$\Delta n_{\max} / \Delta n_b$	81,2%	67,7%	58,3%	46,3%	39,1%	34,3%	30,7%
$t_m / T_{\Sigma n}$	2,85	2,95	3,00	3,45	4,00	4,25	4,90
$t_v / T_{\Sigma n}$	8,80	11,20	12,80	15,25	17,30	19,10	20,70

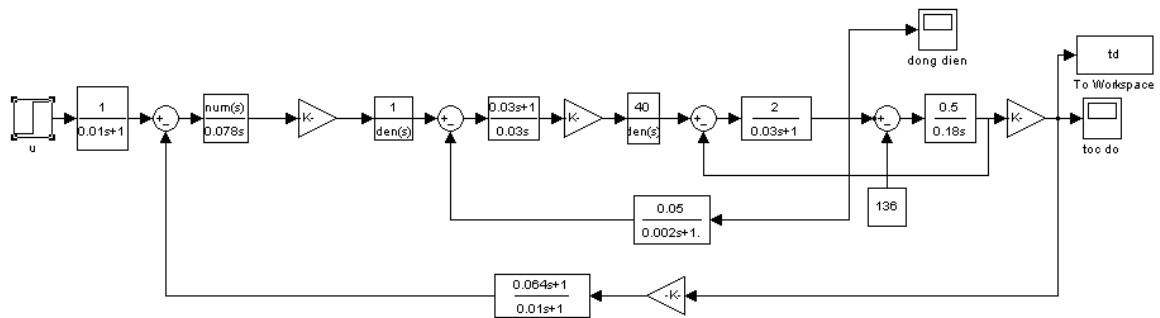
Thời gian phục hồi t_v trong bảng chỉ là thời gian $\Delta n/\Delta n_b$ suy giảm xuống phạm vi $\pm 5\%$. Từ số liệu trong bảng 2-11 có thể thấy, sau khi cài đặt phản hồi âm vi phân tốc độ quay, lượng suy giảm tốc độ ở trạng thái động giảm đi rõ rệt, τ_{dn} càng lớn thì lượng suy giảm tốc độ ở trạng thái động càng thấp, nhưng thời gian hồi phục càng bị kéo dài.

* Thực hiện mô phỏng hệ thống ở ví dụ thiết kế (phần 2.6.4) trên khi cài đặt khâu phản hồi âm vi phân tốc độ quay, hằng số thời gian phản hồi vi phân $\tau_{dn} =$

$$\frac{4h+2}{h+1} \cdot T_{\Sigma n} = 0,064s.$$

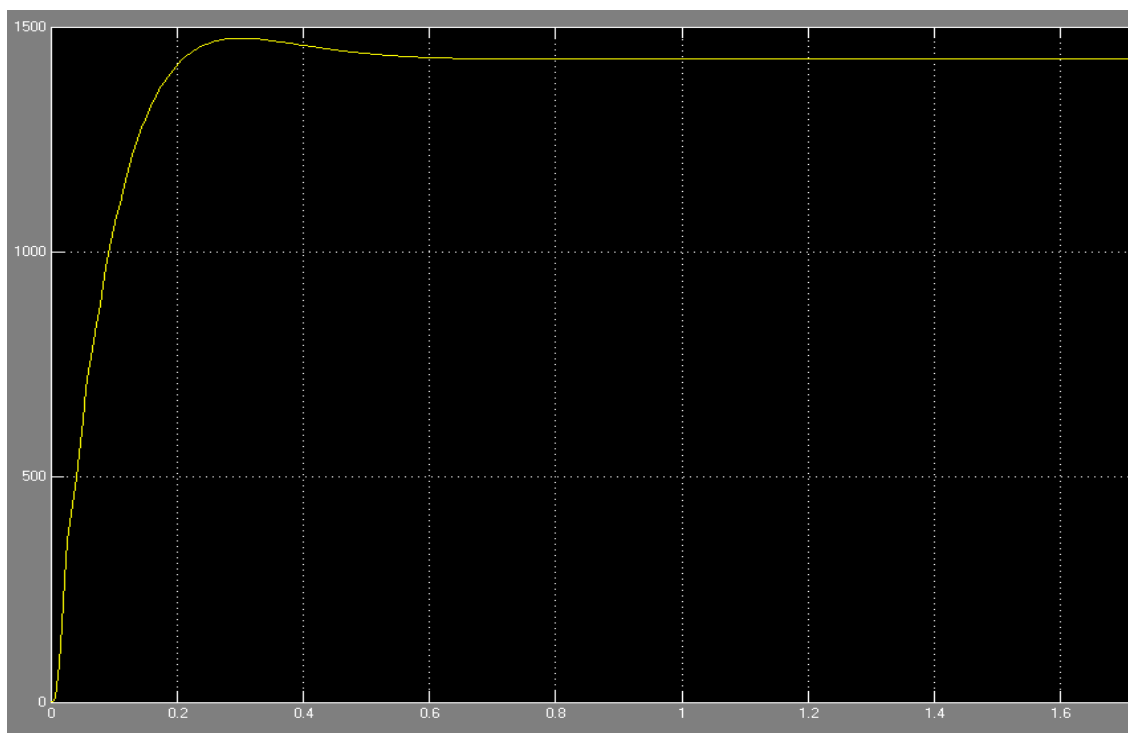
Sơ đồ mô phỏng như hình 2-28.

Chương 2 – Phương pháp thiết kế ứng dụng bộ điều chỉnh thông thường.



Hình 2-28 Sơ đồ mô phỏng hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ điện một chiều hai mạch vòng kín có cài đặt phản hồi âm vì phân tốc độ quay khi tải định mức.

Kết quả mô phỏng với tín hiệu đặt 10v như trên hình 2-29.



Hình 2-29. Đồ thị tốc độ của động cơ khi cài đặt phản hồi âm vì phân tốc độ quay.

Kết luận:

- Trình tự thiết kế hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín là thiết kế mạch vòng trong trước mạch vòng ngoài sau. Cấu trúc và tham số của bộ điều chỉnh phụ thuộc vào độ chính xác ở trạng thái ổn định và yêu cầu hiệu chỉnh ở trạng thái động

- Lựa chọn cấu trúc bộ điều chỉnh chỉ dùng một số ít các hệ thống điển hình, quan hệ giữa tham số và chỉ tiêu chất lượng hệ thống của nó đều có thể xác định được trước. Nên khi tính toán cụ thể các tham số chỉ cần dựa theo các công thức có sẵn và số liệu trong các bảng là có thể xác định được. Do vậy đã làm cho việc thiết kế được quy chuẩn hóa, giảm nhẹ được rất nhiều công sức.

- Hệ thống điều khiển tốc độ hai mạch vòng kín một chiều sau khi cài đặt phản hồi âm vì phân tốc độ quay, làm cho bộ điều chỉnh tốc độ quay sau khi cho khởi động đột ngột có thể sớm thôi bão hòa, từ đó có thể hạn chế thậm chí có thể khử bỏ lượng quá điều khiển, đồng thời làm tăng khả năng chống nhiễu của hệ thống.

- Phản hồi âm vì phân nhất thiết phải cài đặt điện trở lọc sóng, nếu không sẽ gây ra nhiễu mới.

CHƯƠNG 3 - TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU KHIỂN LAI

3.1 - Ứng dụng bộ điều khiển mờ trong mạch vòng tốc độ

Điểm mạnh cơ bản của điều khiển mờ so với kỹ thuật điều khiển kinh điển là nó áp dụng rất hiệu quả trong các quá trình chưa được xác định rõ hay không thể đo đạc chính xác, các quá trình được điều khiển ở điều kiện thiếu thông tin. Điều kiện mờ đã tích hợp kinh nghiệm của các chuyên gia để điều khiển mà không cần hiểu biết về các thông số của hệ thống.

Điều khiển mờ chiếm một vị trí quan trọng trong điều khiển học kỹ thuật hiện đại, đến nay điều khiển mờ đã là một phương pháp điều khiển nổi bật bởi tính linh hoạt và đã thu được những kết quả khả quan trong nghiên cứu, ứng dụng lý thuyết tập mờ, logic mờ và suy luận mờ. Những ý tưởng cơ bản trong hệ điều khiển logic mờ là tích hợp kiến thức của các chuyên gia trong các thao tác vào các bộ điều khiển trong quá trình điều khiển, quan hệ giữa các đầu vào và đầu ra của hệ điều khiển logic mờ được thiết lập thông qua việc lựa chọn các luật điều khiển mờ (như luật IF - THEN) trên các biến ngôn ngữ. Luật điều khiển **if - then** là một cấu trúc điều khiển dạng nếu - thì, trong đó có một từ được đặc trưng bởi các hàm liên thuộc liên tục. Các luật mờ và các thiết bị suy luận mờ là những công cụ gắn liền với việc sử dụng kinh nghiệm chuyên gia trong việc thiết kế các bộ điều khiển.

So với các giải pháp kỹ thuật từ trước đến nay được áp dụng để tổng hợp các hệ thống điều khiển bằng điều khiển mờ có các ưu điểm rõ rệt sau:

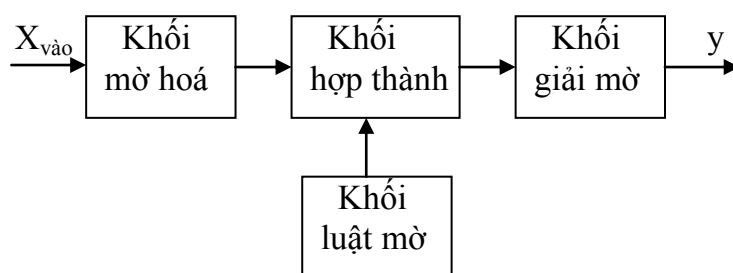
- Khối lượng công việc thiết kế giảm đi nhiều do không cần sử dụng mô hình đối tượng trong việc tổng hợp hệ thống.
- Bộ điều khiển mờ dễ hiểu hơn so với các bộ điều khiển khác (cả về kỹ thuật) và dễ dàng thay đổi. Đối với các bài toán thiết kế có độ phức tạp cao, giải pháp dùng bộ điều khiển mờ cho phép giảm khối lượng tính toán và giá thành sản phẩm.
- Trong nhiều trường hợp bộ điều khiển mờ làm việc ổn định hơn, bền vững hơn khả năng chống nhiễu cao hơn và chất lượng điều khiển cao hơn.

Ngày nay, với tốc độ phát triển vượt bậc của tin học và sự tương đối hoàn thiện của lý thuyết điều khiển đã chấp cánh cho sự phát triển đa dạng và phong phú

của các hệ điều khiển mờ. Tuy nhiên vấn đề tổng hợp được một bộ điều khiển mờ một cách chặt chẽ và ứng dụng cho một đối tượng cụ thể nhằm nâng cao chất lượng điều khiển đang là sự quan tâm của nhiều nhà nghiên cứu.

3.1.1 Sơ đồ khối của bộ điều khiển mờ.

Cấu trúc chung của bộ điều khiển mờ gồm 4 khối : Khối mờ hoá, khối hợp thành, khối luật mờ và khối giải mờ. (Hình 3.1)



Hình 3-1 Sơ đồ khối của bộ điều khiển mờ

Khối luật mờ và khối hợp thành là phần cốt lõi của bộ điều khiển mờ vì nó có khả năng mô phỏng những suy nghĩ, suy đoán của con người để đạt được những mục tiêu điều khiển mong muốn.

Trong điều khiển logic mờ, kinh nghiệm chuyên gia cùng các kỹ năng, kỹ xảo đóng vai trò quan trọng trong việc lựa chọn các biến trạng thái và biến điều khiển. Các biến vào của bộ điều khiển logic mờ thường là trạng thái, sai lệch trạng thái, đạo hàm sai lệch trạng thái, tích phân sai lệch vv....

Số lượng các tập mờ là trọng tâm cần lưu ý khi thiết kế các hệ điều khiển logic mờ. Trong một miền giá trị ta có thể chọn số tập mờ khác nhau, thông thường miền giá trị mờ đầu vào được chia thành nhiều tập mờ gối lên nhau. Thường người ta chia số tập mờ từ 3 đến 9 giá trị, số lượng các tập mờ đầu vào xác định lớn nhất các luật điều khiển mờ trong hệ điều khiển logic mờ.

Khối hợp thành có nhiệm vụ đưa vào tập mờ đầu vào (trong tập cơ sở U) và tập các luật mờ (do người thiết kế đặt ra) để tạo thành tập mờ đầu ra (trong tập cơ sở V). Hay nói cách khác là nhiệm vụ của khối hợp thành là thực hiện ánh xạ tập mờ đầu vào (trong U) thành tập mờ đầu ra (trong V) theo các luật mờ đã có. Các

nguyên lý logic mờ được áp dụng trong khối hợp thành để tổ hợp từ các luật mờ IF – THEN trong luật mờ cơ bản thành thao tác gán một tập mờ A' (trong U) tới tập mờ B' (trong B). Ta biết rằng các luật mờ IF – THEN được diễn giải thành các quan hệ mờ trong không gian nền $U \times V$.

Khi dùng quy tắc MAX – MIN thì dấu “*” được thay thế bằng cách lấy cực tiểu. Khi dùng quy tắc MAX-PROD thì dấu “*” được thực hiện bằng phép nhân bình thường. Các luật mờ cơ bản là tập hợp các luật mờ IF- THEN được xây dựng trên các biến ngôn ngữ, các luật mờ này được đặc trưng cho mối quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của hệ, nó là trái tim của hệ điều khiển logic mờ. Sử dụng luật mờ cơ bản này là công cụ để suy luận và đưa ra các đáp ứng một cách có hiệu quả.

Ta xét hệ mờ có nhiều đầu vào và một đầu ra (hệ MISO) với $U = U_1 * U_2 \dots * U_n \subset R^n$. Nếu hệ có m đầu ra từ y_1, y_2, \dots, y_n thì có thể phân thành m hệ mỗi hệ có n đầu vào và một đầu ra.

Luật cơ sở là luật có dạng sau:

$Ru^{(1)}$: Nếu x_1 là A_n^1 Và...và x_n là A_n^1 Thì y là B^1

Trong đó A_i^1 là B^1 là các tập mờ trong $U_1 \subset R^n$ và $V \subset R$ (Là đầu ra của thiết bị hợp thành) với một giá trị rõ $Y^* \in V$. Như vậy phép giải mờ là cụ thể hoá một điểm trong V mà nó có thể hiện rõ nhất tập mờ B^1 . Tuy nhiên tập mờ B^1 được xây dựng theo các cách khác nhau.

Để chọn phương pháp giải mờ thích hợp ta có thể dựa vào các tiêu chuẩn sau đây:

- **Tính tin cậy** : Điểm y^* phải đại diện cho tập mờ B^1 một cách trực giác, ví dụ có thể nằm ở gần giữa miền xác định của tập mờ B hoặc là điểm của hàm liên thuộc cao nhất trong B .
- **Đơn giản trong tính toán**: đây là điều kiện quan trọng vì trong điều khiển mờ các tính toán đều làm việc trong chế độ thời gian thực.
- **Tính liên tục**: Thể hiện ở việc khi có sự thay đổi nhỏ trong B^1 sẽ không gây sự biến đổi lớn trong y^* .

3.1.2 Nguyên lý điều khiển mờ.

Về nguyên lý, hệ thống điều khiển mờ cũng gồm các khối chức năng tương tự như hệ điều khiển truyền thống, điểm sai khác ở đây là sử dụng bộ điều khiển mờ làm việc có tư duy như “bộ não” dưới dạng trí tuệ nhân tạo. Nếu khẳng định làm việc với bộ điều khiển mờ có thể giải quyết được theo phương pháp kinh điển thì không hoàn toàn chính xác, vì hoạt động của bộ điều khiển phụ thuộc vào kinh nghiệm và phương pháp rút ra kết luận theo tư duy của con người, sau đó được cài đặt vào máy tính trên cơ sở của logic mờ.

Hệ thống điều khiển mờ được thiết kế trên:

- Giao diện ban đầu bao gồm khâu mờ hoá và các khâu phụ trợ thêm để thực hiện các bài toán động như tích phân, vi phân...
- Thiết bị hợp thành mà bản chất của nó là sự triển khai luật hợp thành R được xây dựng trên cơ sở luật điều khiển (luật mờ).
- Khâu giao diện đầu ra (chấp hành) gồm khâu giải mờ và các khâu giao diện trực tiếp với đối tượng.

Nguyên tắc tổng hợp một bộ điều khiển mờ hoàn toàn dựa vào những phương pháp toán học trên cơ sở định nghĩa các biến ngôn ngữ vào/ra và sự lựa chọn luật điều khiển. Do các bộ điều khiển mờ có khả năng xử lý các giá trị vào/ra biểu diễn dưới dạng dấu phẩy động với độ chính xác cao nên chúng hoàn toàn đáp ứng được các yêu cầu của một bài toán điều khiển “rõ ràng” và “chính xác”.

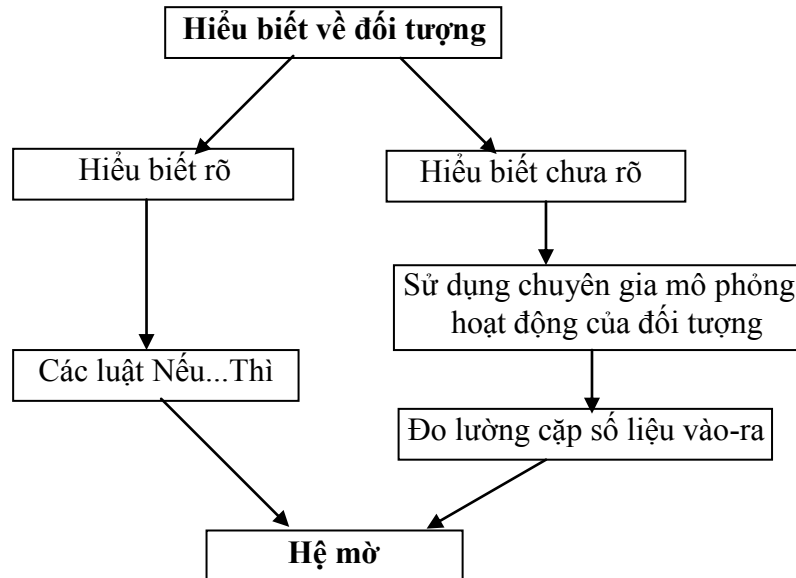
3.1.3 Những nguyên tắc tổng hợp bộ điều khiển mờ.

Như ta đã biết hệ thống điều khiển mờ có mục đích mô phỏng suy nghĩ điều khiển của con người để điều khiển một đối tượng nào đó. Nhìn chung, hiểu biết của con người để điều khiển một đối tượng kỹ thuật nào đó có thể phân tích thành hai loại:

- + Loại hiểu biết rõ : Conscious knowledge.
- + Loại hiểu biết chưa rõ Subconscious knowledge.

Khi xây dựng bộ điều khiển mờ, với các hiểu biết rõ thì ta dùng luật “Nếu...thì” và diễn đạt điều đó vào hệ thống mờ. Với các hiểu biết chưa rõ lúc điều khiển ta phải đo lường trực tiếp trên đối tượng, các số liệu vào ra lúc đó, sau đó tập

hợp thành các dữ liệu đầu vào – ra và ta sử dụng để xây dựng bằng cách chuyển đổi hiểu biết của con người thành bộ điều khiển mờ với bộ số liệu vào ra như hình vẽ 3-2.



Hình 3-2 Mô hình chuyển đổi hiểu biết của con người và hệ mờ

Giả thiết rằng, người thiết kế đã có đủ các kinh nghiệm và muốn chuyển nó thành thiết bị hợp thành trong một bộ điều khiển mờ thì ta phải tiến hành các bước sau đây:

Bước 1 : Định nghĩa tất cả các biến ngôn ngữ vào và ra:

Ở bước này tùy theo yêu cầu điều khiển và kinh nghiệm chuyên gia mà việc chọn các biến vào - ra vừa có tính khách quan vừa có tính chủ quan của người thiết kế. Giả sử rằng nếu bộ điều khiển mờ làm chức năng của bộ điều chỉnh (nghĩa là bộ điều khiển nằm trong mạch kín với điều khiển thời gian thực và mục đích chính là đảm bảo sai lệch cho phép giữa các tín hiệu đặt và tín hiệu cần điều khiển) thì biến đầu vào có thể chọn là sai lệch và đạo hàm của sai lệch, biến ra là đại lượng phản ánh tín hiệu cần điều khiển. Nếu bộ điều khiển làm chức năng tạo ra tín hiệu đặt cho hệ thống (có thể là hệ kín hoặc hệ hở, có thể bộ điều khiển làm việc ở thời gian thực hoặc không ở thời gian thực) thì số biến vào – ra hoàn toàn phụ thuộc việc phân tích tình hình cụ thể với yêu cầu chung là tập biến ngôn ngữ vào – ra này phải phủ hết không gian biến vào ra.

Bước 2 : Định nghĩa tập mờ (giá trị ngôn ngữ) cho các biến vào ra

Các việc cần làm trong bước này bao gồm:

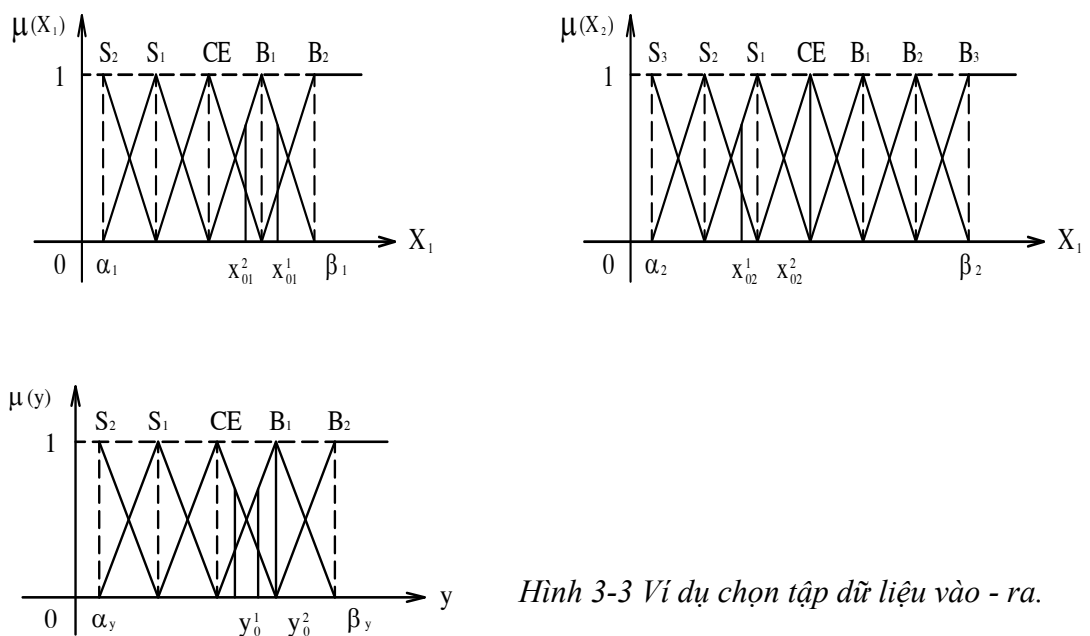
a) Xác định miền giá trị vật lý cho các biến vào – ra.

Đây là miền giá trị rõ tới hạn cho các biến vào – ra, do vậy việc xác định căn cứ hoàn toàn vào đối tượng cụ thể.

b) Số lượng tập mờ (giá trị ngôn ngữ) cho các biến.

Nguyên lý chung là số lượng các giá trị ngôn ngữ cho mỗi biến nên nằm trong khoảng từ 3 ÷ 9 giá trị. Nếu số lượng các giá trị này nhỏ hơn 3 thì việc chọn là quá thô, nếu số lượng này lớn hơn 9 thì quá mịn (con người khó có khả năng cảm nhận quá chi li), ảnh hưởng đến bộ nhớ và tốc độ tính toán. Lưu ý là cần chọn các giá trị của biến có phân chồng lên nhau và phủ hết miền giá trị vật lý để trong quá trình điều khiển không xuất hiện “lỗ hổng”.

Ví dụ: Một hệ điều khiển có hai biến vào ($n=2$) với số lượng tập mờ cho biến 1 là $N_1 = 5$, số lượng cho biến 2 là $N_2 = 7$ và một biến ra y với $N = 5$, chọn hàm liên thuộc dạng hình tam giác ta có tập mờ vào - ra như hình vẽ 3-3.



Hình 3-3 Ví dụ chọn tập dữ liệu vào - ra.

Trong đó: ký hiệu S_3, S_2, S_1 : rất nhỏ, nhỏ vừa, nhỏ.

B_3, B_2, B_1 : rất lớn, lớn vừa, lớn.

CE: Trung bình, $\alpha_1 \div B_1$, $\alpha_2 \div B_2$, $\alpha_3 \div B_3$: là khoảng giá trị tới hạn của các tập X_1 , X_2 và Y .

a) Xác định dạng hàm liên thuộc.

Đây là một điểm cực kỳ quan trọng vì quá trình làm việc của bộ điều khiển mờ rất phụ thuộc vào kiểu hàm liên thuộc. Cần chọn cách hàm liên thuộc có phần chồng lên nhau và phủ kín miền giá trị vật lý để trong quá trình điều khiển không xuất hiện “lỗ hổng”. Trong kỹ thuật thường ưu tiên chọn hàm liên thuộc kiểu hình tam giác hoặc hình thang, khi cần thiết và có lý do rõ ràng mới chọn hàm liên thuộc khác.

Bước3: Xây dựng các luật điều khiển.

Đây là tập các luật: “Nếu - thì “ với một hoặc nhiều điều kiện khi xây dựng các luật phải dựa vào bản chất vật lý, dựa vào các số liệu đo đạc và kinh nghiệm chuyên gia, đồng thời phải lưu ý rằng hầu hết các bộ điều khiển sẽ có tín hiệu ra bằng 0 khi tất cả các tín hiệu vào bằng 0. Trong bước này cần thực hiện các công việc sau:

- Đầu tiên dựa vào từng cặp dữ liệu vào - ra đã biết để tạo ra từng luật riêng biệt. Cần chú ý là với mỗi giá trị vào - ra ta sẽ chọn tập mờ nào có giá trị hàm liên thuộc lớn nhất.

Ví dụ: Theo hình 3-3 với hai cặp giá trị $(x_{01}^1; x_{02}^1; y_0^1)$ và $(x_{01}^2; x_{02}^2; y_0^2)$ ta có hai luật :

R_4 : Nếu x_1 là B_1 và x_2 là S_1 thì y là CE;

R_5 : Nếu x_1 là B_1 và x_2 là CE thì y là S_1 ;

- Xác định cấp độ mỗi luật : Nếu có các luật gây xung đột thì cần xác định trọng số của các luật này. Ví dụ: Xác định trọng số các luật ở hình 3-3. Giá trị rõ đo được cho ra R_4 là $x_{01}^1; x_{02}^1; y_0^1$ tương ứng với $\mu_{B_1}(x_{01}^1) = 0,8$, $\mu_{S_1}(x_{02}^1)=0.6$, $\mu_{CE}(x_{01}^1) = 0.8$; như vậy trọng số cho R_4 là $0,8 \times 0,6 \times 0,8 = 0,384$.

Giá trị rõ đo được cho ra R_5 là $x_{01}^2; x_{02}^2; y_0^2$ thì $\mu_{B_1}(x_{01}^2)=0,6$, $\mu_{CE}(x_{02}^2)=1$, $\mu_{B_1}(y_0^2)=0.7$; như vậy trọng số cho R_5 là $0,6 \times 1 \times 0,7 = 0,42$.

- Xác định tập đầy đủ các luật “Nếu - thì “ và lập bảng luật theo tập vào. Dựa vào từng luật riêng, trọng số của luật (Nếu có xung đột) và kinh nghiệm chuyên gia ta thành lập bảng luật đó là bảng luật theo tập dữ liệu vào.

Bảng 3-1 Các luật điều khiển

$X_2 \backslash X_1$	S_3	S_2	S_1	CE	B_1	B_2	B_3
S_2				B_2			
S_1				CE			
CE	S_2	S_1	B_1	CE	B_1	B_2	B_3
B_1			CE				
B_2				B_1			

Ví dụ : Ta có các luật điều khiển sau (các ký hiệu theo bảng 3-1)

R_1 : Nếu $X_1=S_2$ và $X_2 = CE$ thì $Y = B_2$ hoặc

R_2 : Nếu $X_1=S_1$ và $X_2 = CE$ thì $Y = CE$ hoặc

R_3 : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = S_2$ thì $Y = S_1$ hoặc

R_4 : Nếu $X_1=B_1$ và $X_2 = S_1$ thì $Y = CE$ hoặc

R_5 : Nếu $X_1=B_1$ và $X_2 = CE$ thì $Y = B_1$ hoặc

R_6 : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = S_3$ thì $Y = S_2$ hoặc

R_7 : Nếu $X_1=B_2$ và $X_2 = CE$ thì $Y = B_1$ hoặc

R_8 : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = B_1$ thì $Y = B_1$ hoặc

R_9 : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = B_1$ thì $Y = B_1$ hoặc

R_{10} : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = B_2$ thì $Y = B_2$ hoặc

R_{11} : Nếu $X_1=CE$ và $X_2 = B_3$ thì $Y = B_3$ hoặc

Để dễ dàng minh họa cách lập bảng dữ liệu vào, ta mô tả trường hợp có hai tín hiệu vào x_1, x_2 ở hình 3-3 vì x_1 có 5 tập và x_2 có 7 tập giá trị mờ nên ta có bảng với $5 \times 7 = 35$ ô. Mỗi ô của bảng sẽ biểu thị một giá trị của tập kết quả, chẳng hạn với các luật từ R_1 đến R_{11} như trên sẽ được ghi ở bảng dữ liệu vào (bảng 3-1) ta có

thể tổ hợp quan hệ đầy đủ giữa x_1 , x_2 để tạo thành 35 luật và điền kín bảng, tuy vậy thực tế không cần sử dụng hết cả 35 luật nói trên. Khi biểu diễn thành bảng dữ liệu vào, ta dễ dàng quan sát và hiệu chỉnh để được kết quả ra mong muốn.

Khi gặp các luật xung đột, nghĩa là có phần “Nếu” như nhau nhưng phần “Thì” lại khác nhau (thực tế có thể xảy ra như vậy) thì ta tính trọng số để chọn luật có trọng số lớn nhất.

Bước 4 : Chọn thiết bị hợp thành (MAX–MIN hay SUM–MIN ...);

Ta có thể chọn thiết bị hợp thành theo các nguyên tắc :

Sử dụng công thức:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{MAX} \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \}$$

Để có luật MAX – MIN ; MAX – PROD;

Sử dụng công thức: Lukasiewicsos luật SUM – MIN ; SUM – PROD;

Sử dụng tổng Einstein.

Sử dụng tổng trực tiếp ...

Bước 5 : Chọn nguyên lý giải mờ

Từ hàm liên thuộc hợp thành để xác định của tập mờ đầu ra, ta có thể chọn phương pháp giải mờ thích hợp để xác định giá trị rõ đầu ra của bộ giải mờ. Thường thì chọn phương pháp giải mờ trọng tâm hay trung bình tâm, vì lúc đó kết quả đầu ra có sự tham gia đầy đủ của tất cả các luật từ R_1 đến R_{11} .

Bước 6 : Tối ưu hoá:

Sau khi bộ điều khiển mờ đã được tổng hợp ta ghép nó với đối tượng mô phỏng để thử nghiệm. Quá trình thử nghiệm trên mô hình sẽ cho ta trước tiên kiểm tra các “lỗ hổng”, nếu có “lỗ hổng” xuất hiện thì có thể phải điều chỉnh lại độ phủ lên nhau của các giá trị ngôn ngữ, điều chỉnh lại luật điều khiển. Ngoài ra nếu bộ điều khiển làm việc không ổn định thì phải kiểm tra lại luật “ Nếu - thì “ cơ sở.

Sau khi biết chắc bộ điều khiển sẽ làm việc ổn định và không có “lỗ hổng”, ta có thể tối ưu hoá các trạng thái làm việc của nó theo các chỉ tiêu khác nhau.

Chỉnh định bộ điều khiển theo các chỉ tiêu này thường là phải hiệu chỉnh

hàm liên thuộc, thiết kế các nguyên tắc điều khiển phụ hay thay đổi một số nguyên tắc điều khiển.

3.2 - Các bộ điều khiển mờ

3.2.1 - Bộ điều khiển mờ tĩnh

Là bộ điều khiển mờ có quan hệ vào-ra $y(x)$ liên hệ nhau theo một phương trình đại số (phi tuyến). Các bộ điều khiển mờ tĩnh điển hình là bộ khuếch đại P, bộ điều khiển Relay hai vị trí, ba vị trí...

Một trong các dạng hay dùng của bộ điều khiển mờ tĩnh là bộ điều khiển mờ tuyến tính từng đoạn, nó cho phép ta thay đổi mức độ điều khiển trong các phạm vi khác nhau của quá trình, do đó nâng cao được chất lượng điều khiển.

Bộ điều khiển mờ tĩnh có ưu điểm là đơn giản, dễ thiết kế, song nó có nhược điểm là chất lượng điều khiển không cao vì chưa đề cập đến các trạng thái động (vận tốc, gia tốc...) của quá trình, do đó nó chỉ được sử dụng trong các trường hợp đơn giản.

3.2.2 - Bộ điều khiển mờ động

Là bộ điều khiển mờ mà đầu vào có xét tới các trạng thái động của đối tượng. Ví dụ với hệ điều khiển theo sai lệch thì đầu vào của bộ điều khiển mờ ngoài tín hiệu sai lệch e theo thời gian còn có các đạo hàm của sai lệch giúp cho bộ điều khiển phản ứng kịp thời với các biến động đột xuất của đối tượng.

Các bộ điều khiển mờ động hay được dùng hiện nay là bộ điều khiển mờ theo luật tỉ lệ tích phân, tỉ lệ vi phân và tỉ lệ vi tích phân (PI, PD, PID).

Một bộ điều khiển mờ theo luật I có thể thiết kế từ một bộ mờ theo luật P (bộ điều khiển mờ tuyến tính) bằng cách mắc nối tiếp một khâu tích phân kinh điển vào trước hoặc sau khối mờ đó. Do tính phi tuyến của hệ mờ, nên việc mắc khâu tích phân trước hay sau hệ mờ hoàn toàn khác nhau.

Khi mắc nối tiếp ở đầu vào của một bộ điều khiển mờ theo luật tỉ lệ một khâu vi phân sẽ được một bộ điều khiển mờ theo luật tỉ lệ vi phân PD

Thành phần của bộ điều khiển này cũng giống như bộ điều khiển theo luật PD thông thường bao gồm sai lệch giữa tín hiệu chủ đạo và tín hiệu ra của hệ thống e và đạo hàm của sai lệch e' . Thành phần vi phân giúp cho hệ thống phản ứng chính xác hơn với những biến đổi lớn của sai lệch theo thời gian. Phát triển tiếp từ ví dụ về bộ điều khiển mờ theo luật P thành bộ điều khiển mờ theo luật PD hoàn toàn đơn giản.

Trong kỹ thuật điều khiển kinh điển, bộ điều khiển PID được biết đến như là một giải pháp đa năng và có miền ứng dụng rộng lớn. Định nghĩa về bộ điều khiển theo luật PID kinh điển trước đây vẫn có thể sử dụng cho một bộ điều khiển mờ theo luật PID được thiết kế theo hai thuật toán:

- Thuật toán chỉnh định PID
- Thuật toán PID tốc độ

Bộ điều khiển mờ được thiết kế theo thuật toán chỉnh định PID có ba đầu vào gồm sai lệch e giữa tín hiệu chủ đạo và tín hiệu ra, đạo hàm và tích phân của sai lệch. Đầu ra của bộ điều khiển mờ chính là tín hiệu điều khiển $u(t)$.

$$u(t) = K \left[e + \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt + T_D \frac{d}{dt} e \right]$$

Với thuật toán PID tốc độ, bộ điều khiển PID có 3 đầu vào: sai lệch e giữa tín hiệu đầu vào và tín hiệu chủ đạo, đạo hàm bậc nhất e' , và đạo hàm bậc hai e'' của sai lệch. Đầu ra của hệ mờ là đạo hàm du/dt của tín hiệu điều khiển $u(t)$.

$$\frac{du}{dt} = K \left[\frac{d}{dt} e + \frac{1}{T_I} e + \frac{d^2}{(dt)^2} e \right]$$

Do trong thực tế thường có một trong hai thành phần được bỏ qua nên thay vì thiết kế bộ điều khiển PID hoàn chỉnh người ta thường tổng hợp các bộ điều khiển PI hoặc PD.

Bộ điều khiển PID mờ được thiết kế trên cơ sở của bộ điều khiển PD mờ, bằng cách mắc nối tiếp ở đầu ra của bộ điều khiển PD mờ một khâu tích phân.

Cho đến nay, nhiều dạng cấu trúc của PID mờ còn được gọi là bộ điều chỉnh mờ ba thành phần đã được nghiên cứu. Các dạng cấu trúc này thường được thiết kế trên cơ sở tách bộ điều khiển PID thành hai bộ điều chỉnh PD và PI. Việc phân chia này chỉ nhằm mục đích thiết lập các hệ luật cho PI và PD gồm hai biến vào, một biến ra, thay vì phải thiết lập ba biến vào.

3.2 - Hệ điều khiển mờ lai

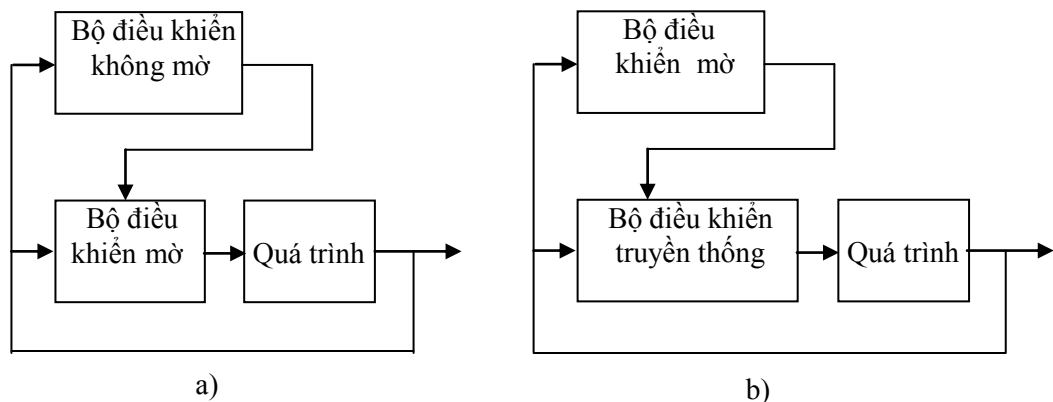
3.3.1 - Đặt vấn đề

Hệ mờ lai là một hệ thống điều khiển tự động trong đó thiết bị điều khiển bao gồm hai thành phần:

- Phần thiết bị điều khiển kinh điển.
- Phần hệ mờ.

Trong thực tế để phát huy hết ưu điểm của mỗi loại bộ điều khiển mờ và bộ điều khiển rõ, người ta thường dùng các hệ kết hợp giữa hai loại bộ điều khiển truyền thống và điều khiển mờ với nhau, do vậy ta có các hệ điều khiển mờ lai. Ta xét hệ điều khiển có cấu trúc 2 vòng, một trong 2 vòng đó dùng bộ điều khiển mờ.

Ta thấy có hai khả năng nối: bộ điều khiển mờ dùng ở vòng thứ nhất, còn ở vòng thứ hai là bộ điều khiển không mờ như hình 3-4a, hoặc là vòng thứ nhất là bộ điều khiển truyền thống (chẳng hạn bộ điều khiển PID) và vòng thứ hai là bộ điều khiển mờ như hình 3-4b.



Hình 3-4 Hệ điều khiển mờ lai cấu trúc 2 vòng.

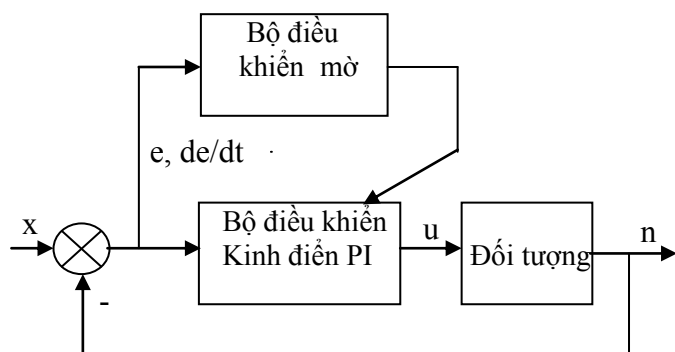
Ưu điểm chính của hệ điều khiển nối nhiều vòng là có thể thiết kế bộ điều khiển cho mỗi vòng theo yêu cầu chất lượng riêng của vòng đó, vì vậy bộ điều khiển sẽ đơn giản hơn và có chất lượng cao hơn. Đặc biệt với hệ điều khiển có cấu trúc như ở hình 3-4a, ta có thể thiết kế bộ điều khiển mờ mà chưa quan tâm đến điều kiện ổn định, sau đó khi thiết kế bộ điều khiển cho mạch vòng ngoài mới xét đến vấn đề ổn định của hệ. Với hệ có cấu trúc như ở hình 3-4b, ta xét trường hợp mạch vòng trong dùng bộ điều khiển PID (tỷ lệ, tích phân, đạo hàm) truyền thống và mạch vòng ngoài dùng bộ điều khiển mờ.

Do cấu trúc đơn giản và bền vững nên các bộ điều khiển PID được dùng phổ biến trong công nghiệp. Chất lượng của hệ thống phụ thuộc vào các tham số K_p , T_I , T_D của bộ điều khiển PID. Nhưng vì các hệ số của bộ điều khiển PID chỉ được tính toán cho một chế độ làm việc cụ thể của hệ thống, do vậy trong quá trình vận hành luôn phải chỉnh định các hệ số này cho phù hợp với thực tế để phát huy tốt hiệu quả của bộ điều khiển. Dựa theo nguyên lý chỉnh định đó, ta thiết kế bộ điều khiển mờ ở vòng ngoài để chỉnh định tham số bộ PID ở vòng trong.

3.3.2 - Cơ sở thiết kế bộ điều khiển mờ lai

Bộ điều khiển ở vòng trong cho mạch vòng điều chỉnh tốc độ hệ truyền động T - Đ dùng khâu điều chỉnh tốc độ PI kinh điển, bộ điều khiển mờ ở vòng ngoài có nhiệm vụ là phải tự động chỉnh định được hai tham số K_p , K_I của bộ PI.

Cơ sở để thiết kế bộ điều khiển mờ là dựa vào việc phân tích sai lệch $e(t)$, các tham số K_p , K_I của bộ điều khiển PI sẽ được tự động chỉnh định theo phương pháp chỉnh định mờ. Như vậy bộ chỉnh định mờ sẽ có hai đầu vào là sai lệch $e(t)$ và tốc độ biến thiên của sai lệch de/dt và một đầu ra là hệ số khuếch đại K .



Hình 3-5 Sơ đồ khối hệ điều khiển mờ lai.

3.3.3 - Thiết kế bộ điều khiển mờ lai.

Để thấy rõ hơn tác dụng của bộ điều khiển mờ trong mạch vòng điều khiển tốc độ, ta trở lại xét hệ T-Đ có tham số như đã mô phỏng ở chương 2.

Áp dụng mô hình mờ Mamdani. Bộ điều khiển mờ ta sẽ thiết kế bao gồm: đầu vào thứ 1 là sai lệch giữa tốc độ đặt và tốc độ thực, kí hiệu là E. Đầu vào thứ 2 là tốc độ biến thiên của sai lệch, kí hiệu là DE. Đầu ra của bộ điều khiển mờ là hệ số khuếch đại K của bộ điều chỉnh tốc độ.

- Xác định số lượng tập mờ cần thiết cho các biến:

Với yêu cầu của điều khiển ổn định tốc độ hệ truyền động T-Đ, ta chọn số lượng tập mờ cho mỗi biến đầu vào bằng 7 và biến đầu ra bằng 2.

+ Sai lệch E được chọn trong miền giá trị từ -1 đến +1.

$$E \in \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$$

+ Tốc độ biến thiên của sai lệch DE được chọn trong miền giá trị từ -1 đến +1.

$$DE \in \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$$

+ Hệ số K được chọn trong miền giá trị từ 0 đến +1.

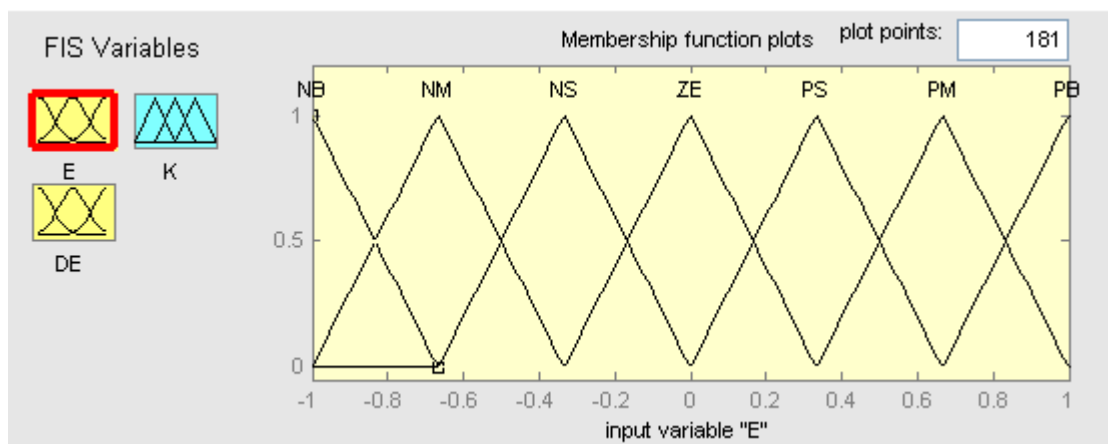
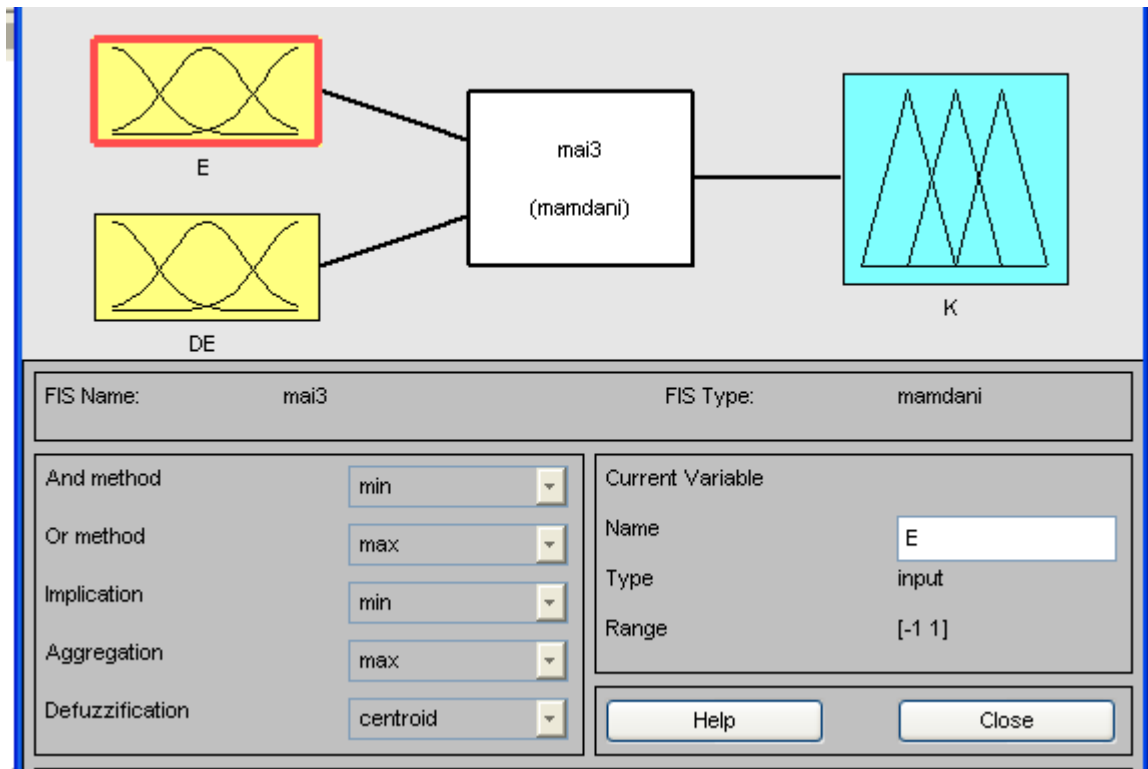
$$K \in \{B, S\}$$

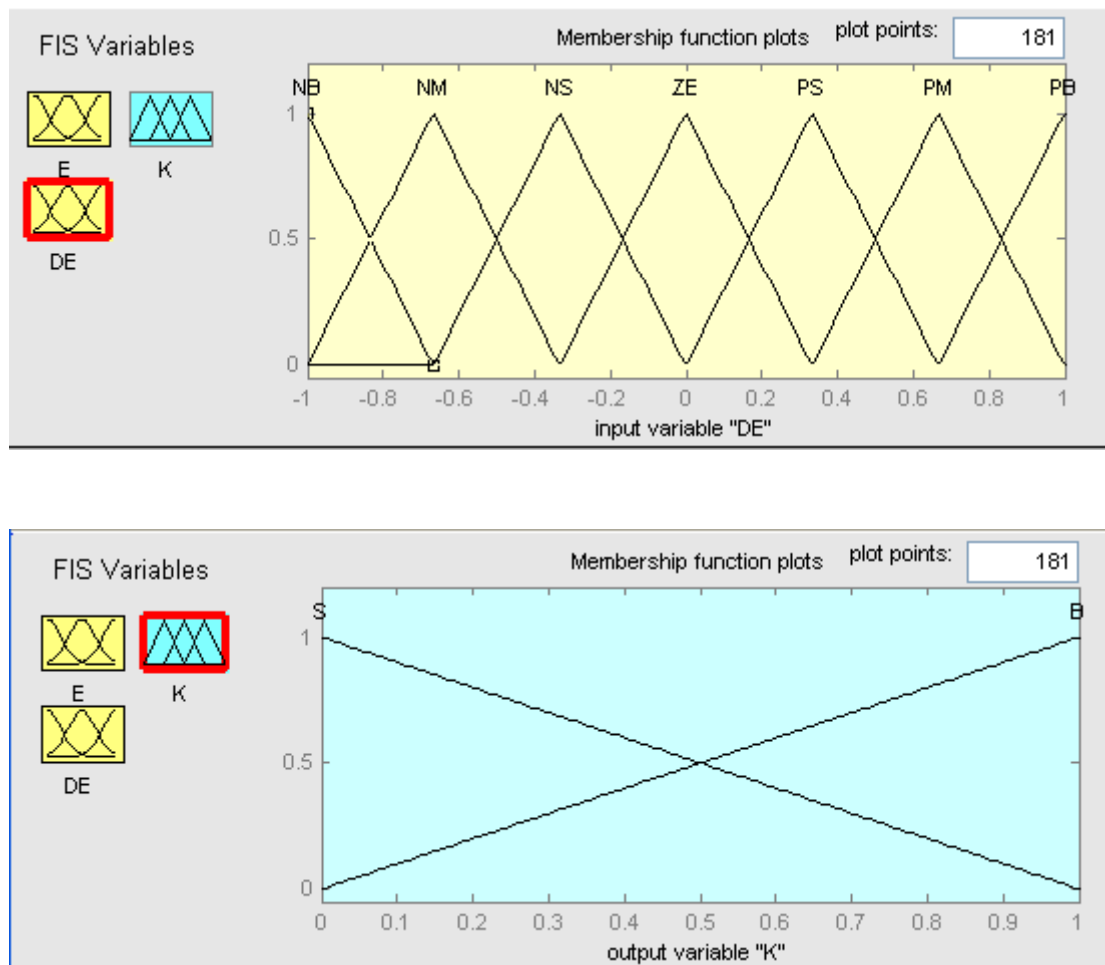
Trong đó: NB (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big), B (Big), S (Small).

- Xác định hàm liên thuộc:

Đây là vấn đề cực kỳ quan trọng và rất khó nói chính xác. Nhưng căn cứ vào kinh nghiệm và kỹ thuật điều khiển hệ truyền động T-Đ ta chọn hàm liên thuộc kiểu hình tam giác.

Ta có bộ điều khiển mờ, các hàm liên thuộc đầu vào, hàm liên thuộc đầu ra biểu diễn trên hình 3-6.





Hình 3-6 Bộ điều khiển mờ và các hàm liên thuộc vào, ra.

Tập các luật của bộ điều khiển mờ và thể hiện luật dạng mặt được biểu diễn trên hình 3-7.

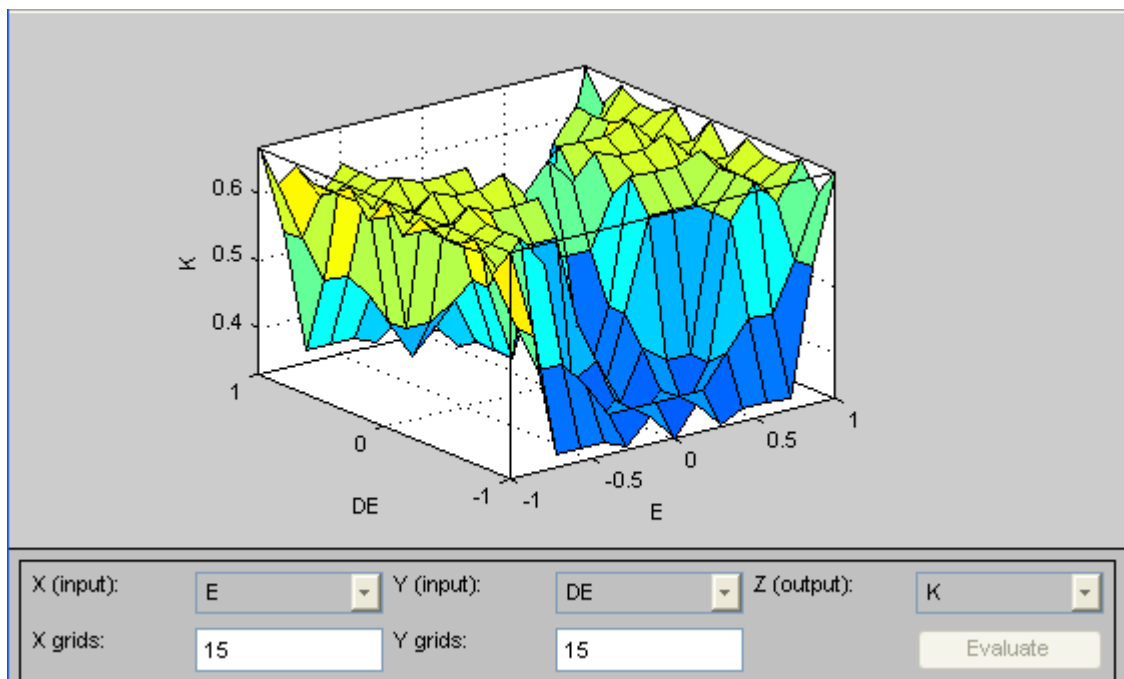
1. If (E is NB) and (DE is NB) then (K is B) (1)
 2. If (E is NB) and (DE is NM) then (K is B) (1)
 3. If (E is NB) and (DE is NS) then (K is B) (1)
 4. If (E is NB) and (DE is ZE) then (K is B) (1)
 5. If (E is NB) and (DE is PS) then (K is B) (1)
 6. If (E is NB) and (DE is PM) then (K is B) (1)
 7. If (E is NB) and (DE is PB) then (K is B) (1)
 8. If (E is NM) and (DE is NB) then (K is S) (1)
 9. If (E is NM) and (DE is NM) then (K is B) (1)
 10. If (E is NM) and (DE is NS) then (K is B) (1)
 11. If (E is NM) and (DE is ZE) then (K is B) (1)

If E is and DE is Then K is

☐ not

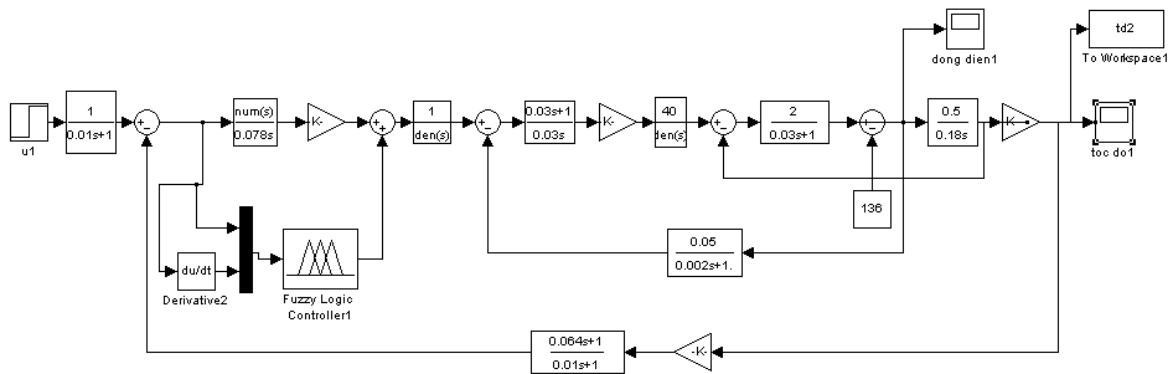
Connection: ☐ or ☒ and

Weight: <<"/>



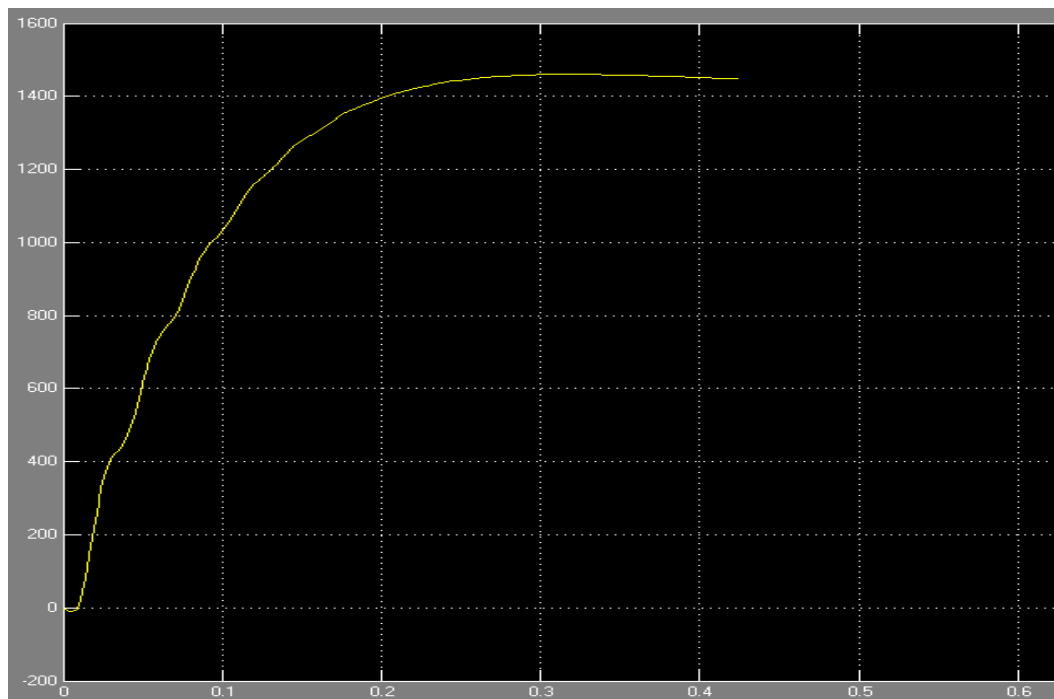
Hình 3-7 Luật điều khiển của bộ điều khiển mờ.

Sơ đồ mô phỏng Simulink – Matlab được biểu diễn trên hình 3-8.



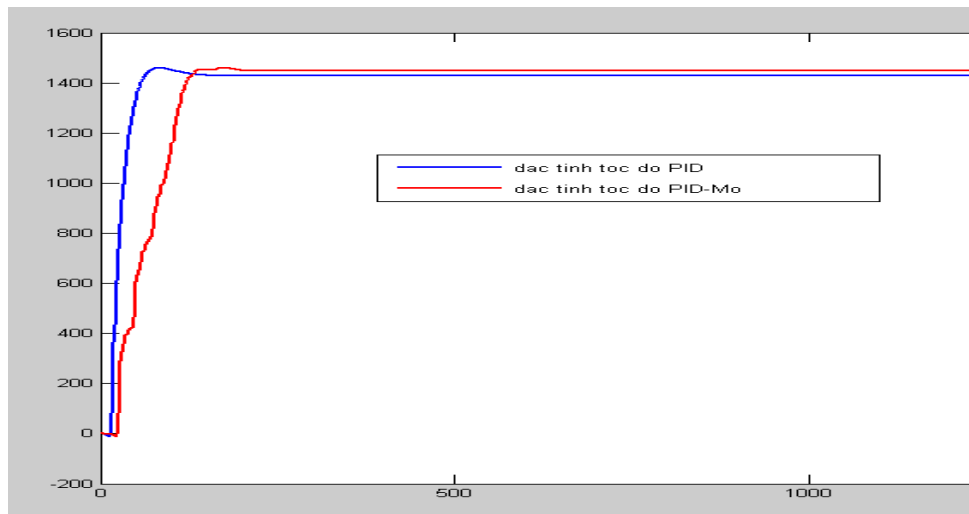
Hình 3-8 Sơ đồ mô phỏng trong Simulink – Matlab.

Kết quả mô phỏng như hình 3-9.



Hình 3-9 Kết quả mô phỏng đặc tính đầu ra của bộ điều khiển PID - Mờ.

Để thấy được sự khác nhau của đặc tính đầu ra của bộ điều khiển PID và bộ điều khiển PID - Mờ ta xây dựng các đặc tính này trên cùng một hệ trục tọa độ, kết quả mô phỏng như hình 3-10.



Hình 3-10 Đặc tính đầu ra của hai bộ điều khiển PID và PID-Mờ.

Kết luận:

- Bộ điều khiển mờ lai PID có ưu điểm hơn so với các bộ điều khiển khác là nó vừa phát huy hết các ưu điểm của bộ điều khiển rõ vừa sử dụng các ưu điểm hệ thống mờ giúp tránh khỏi những bài toán nhận dạng, mô hình hoá hay thiết kế phức tạp. Ngoài ra, những kinh nghiệm về đặc tính của đối tượng, kinh nghiệm điều khiển đối tượng dễ dàng được kết hợp vào luật điều khiển.
- Bằng một bộ điều khiển mờ lai PI với cấu trúc và thông số thích hợp, tốc độ động cơ được điều khiển bám theo tốc độ đặt rất tốt. Kết quả mô phỏng chứng tỏ rằng thuật toán cách thức xây dựng bộ điều khiển mờ lai cho hệ truyền động T-Đ là đúng đắn, bộ điều khiển mờ lai không phải giải bài toán nhận dạng hay sử dụng các bộ ước lượng thông số mà vẫn cho được kết quả điều khiển có chất lượng cao, tốt hơn nhiều so với việc dùng bộ điều khiển PID truyền thống.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ**Kết luận:**

- Trong bản luận văn này đã hoàn thành những yêu cầu đặt ra là phân tích và tổng hợp được hệ thống truyền động T – Đ hai mạch vòng dòng điện và tốc độ.
- Để nâng cao chất lượng của hệ thống đã đưa vào khâu phản hồi âm vi phân tốc độ quay. Kết quả mô phỏng cho thấy phù hợp với yêu cầu đặt ra.
- Với quan niệm khi động cơ làm việc các thông số của động cơ thay đổi có thể do điều kiện môi trường, nên đã đưa bộ điều khiển mờ vào kết hợp với bộ điều khiển PID tạo thành bộ điều khiển mờ lai. Kết quả mô phỏng cho thấy chất lượng của hệ thống đã được nâng cao.

Kiến nghị:

- Trong khuôn khổ của luận văn này mới chỉ nghiên cứu tác dụng của bộ điều khiển PID - Mờ. Để phát triển hơn nữa có thể thay bộ điều khiển PID bằng bộ điều khiển mờ hoặc dùng các bộ điều khiển thông minh như mờ trượt, mờ - nơron để điều khiển hệ thống truyền động T-Đ.
- Phân tích và tổng hợp hệ thống cho một chuyển động cụ thể nào đó.