

LÊ VĂN DOANH
NGUYỄN THẾ CÔNG
NGUYỄN TRUNG SƠN
CAO VĂN THÀNH

ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN



NHÀ XUẤT BẢN
KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT

LÊ VĂN DOANH, NGUYỄN THẾ CÔNG
NGUYỄN TRUNG SƠN, CAO VĂN THÀNH

ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

(Dùng cho sinh viên các trường kỹ thuật)



NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
HÀ NỘI - 1999

Chịu trách nhiệm xuất bản : Pgs. Pts. **TÔ ĐĂNG HẢI**
Biên tập : Nguyễn Đăng
Chế bản : Trần Văn Cầm
Vẽ bìa : Hương Lan

Ma số: $\frac{G-617.2}{KHKT-99}$ 41-91-99

In 1000 cuốn khổ 16 x 24 cm tại Công ty in Hàng không. Giấy phép xuất bản số 41-91-16/6/99. In xong và nộp lưu chiểu tháng 7/1999

LỜI NÓI ĐẦU

Trong những năm gần đây điều khiển máy điện có bước phát triển nhảy vọt. Đó là kết quả của việc tăng công suất và các tính năng của linh kiện điện tử công suất và việc phát triển và hoàn thiện các cơ cấu điều khiển số có lập trình, của các bộ vi xử lý, vi điều khiển. Truyền động điện thông minh dựa trên kỹ thuật điều khiển số cho phép tạo nên hệ thống truyền động điện công nghiệp chắc chắn, tin cậy, hiệu suất cao, dải điều khiển rộng, đảm bảo các chức năng bảo vệ... Ví dụ, IPM (Intelligent Power Module) của Mitsubishi Electric dải công suất từ 10 A/600 V đến 1200 A/3300 V, ASC 600 của ABB, ALTIVAR của Télémécanique... là các bộ điều khiển động cơ xoay chiều với các tính năng chất lượng như hệ truyền động một chiều.

Những hạn chế của kỹ thuật tương tự như sự trôi thông số, sự làm việc ổn định dài hạn, những khó khăn của việc thực hiện các chức năng điều khiển phức tạp đã thúc đẩy việc chuyển nhanh sang công nghệ số trong những năm 70. Sự xuất hiện và hoàn thiện của các bộ vi xử lý mạnh những năm 80 cho phép thực hiện điều khiển vectơ, tạo nên hệ truyền động xoay chiều có chất lượng cao. Kỹ thuật số cũng cho phép tạo nên các thuật toán điều khiển phức tạp mà kỹ thuật tương tự không cho phép.

Ngoài ra điều khiển số còn có ưu thế quyết định về mặt công nghệ. Cùng một cơ cấu điều khiển số có thể đóng vai trò giao diện với người vận hành, thực hiện các chức năng chạy, dừng, đổi chiều, dự báo, tư vấn... Mọi chức năng phức tạp của truyền động điện đều có thể giải quyết được bằng các cơ cấu điều khiển số. Điều khiển số còn cho phép tiết kiệm linh kiện phần cứng, cho phép tiêu chuẩn hóa: với cùng một bộ vi xử lý, một cấu trúc phần cứng có thể dùng cho mọi ứng dụng, chỉ cần thay đổi nội dung bộ nhớ. Cuối cùng nhờ tiến bộ trong công nghệ mạch tổ hợp cho phép thực hiện các chức năng phức tạp với kích thước nhỏ, độ tin cậy cao, làm việc chắc chắn.

Tuy nhiên điều khiển số máy điện cũng đặt ra những đòi hỏi khắt khe. Việc thành lập các thuật toán điều khiển cần biết rõ các đặc tính của đối tượng điều khiển, mô hình của chúng ở chế độ liên tục cũng như ở chế độ rời rạc. Điều khiển số là điều khiển thời gian thực của quá trình phức tạp, diễn biến nhanh chóng, đòi hỏi kỹ thuật lập trình hệ thống ở mức cao.

Điều khiển số máy điện là nơi hội tụ của nhiều ngành khoa học và công nghệ thuộc lĩnh vực kỹ thuật điện, điện tử công suất, điều khiển tự động, kỹ thuật vi xử lý... đây là lĩnh vực rất mới, chưa được giới thiệu đầy đủ với độc giả Việt Nam. Các tác giả mong muốn trình bày những cơ sở tối thiểu thuộc lĩnh vực điều khiển số máy điện nhằm giúp cho độc giả bước đầu tiếp cận với lĩnh vực này.

Quyển sách "Điều khiển số máy điện" gồm 9 chương.

Chương 1. Đại cương về điều khiển số máy điện, trình bày khái quát những vấn đề cơ bản của điều khiển máy điện, so sánh kỹ thuật điều khiển tương tự và điều khiển số. Sơ đồ khối tổng quát của điều khiển số máy điện.

Chương 2. Cơ sở xử lý tín hiệu số là chương có tính chất chuẩn bị, trình bày khái quát cơ sở biến đổi Laplace rời rạc và biến đổi Fourier rời rạc.

Chương 3. Mô hình máy điện và bộ biến đổi, trình bày lý thuyết máy điện tổng quát, mô hình liên tục và mô hình rời rạc của máy điện và bộ biến đổi theo quan điểm điều khiển.

Chương 4. Hệ thống điều khiển số, trình bày phương pháp phân tích hệ điều khiển số, đặc tính các bộ điều khiển số, phương pháp tính các yếu tố chất lượng của hệ điều khiển số.

Chương 5. Tổng hợp hệ điều khiển số, trình bày phương pháp tổng hợp hệ điều khiển số trong miền z , tổng hợp hệ điều khiển số trong không gian trạng thái.

Chương 6. Cấu trúc phần cứng và yêu cầu phần mềm với điều khiển số, trình bày yêu cầu đối với bộ vi xử lý và các giao diện, đặc điểm lập trình phần mềm cho điều khiển số.

Chương 7. Điều khiển số máy điện một chiều, trình bày các vấn đề phân tích và tổng hợp hệ điều khiển số máy điện một chiều.

Chương 8. Điều khiển số máy điện xoay chiều ở chế độ xác lập, trình bày phương pháp phân tích và tổng hợp điều khiển số máy không đồng bộ và đồng bộ, chú trọng phương pháp điều khiển tựa từ thông rôto là phương pháp đang thông dụng.

Chương 9. Điều khiển số máy điện xoay chiều ở chế độ quá độ, trình bày phương pháp phân tích hệ điều khiển số máy điện ở chế độ chuyển mạch và quá độ.

Quyển sách này do các cán bộ nhóm Điều khiển máy điện, Bộ môn

Thiết bị điện, Trường Đại học Bách khoa viết. PGS. PTS. Lê Văn Doanh chủ biên.

Có thể coi quyển sách "Điều khiển số máy điện" là phần bổ sung cho giáo trình "Điều khiển tự động truyền động điện". Quyển sách này dùng cho sinh viên các ngành Thiết bị điện, Tự động hóa xí nghiệp, Điều khiển tự động, Kỹ thuật đo và tin học công nghiệp. Quyển sách này cũng được dùng làm tài liệu tham khảo cho các kỹ sư điện đang công tác trong các cơ quan nghiên cứu, sản xuất và các lớp sau đại học.

Vì trình độ và thời gian có hạn, sách không tránh khỏi sai sót. Chúng tôi mong nhận được các góp ý, nhận xét của đông đảo bạn đọc. Mọi thư từ, góp ý xin gửi về Bộ môn Thiết bị điện, Khoa Năng lượng, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, ĐT. 8692511. Chúng tôi xin chân thành cảm ơn.

Các tác giả

ĐẠI CƯƠNG VỀ ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

Chương này có tính chất nhập môn, trình bày cấu trúc của hệ thống điều khiển truyền động điện tương tự và truyền động điện điều khiển bằng kỹ thuật số, so sánh ưu khuyết điểm của từng hệ thống, phân tích sự cần thiết phải phối hợp cả hai hệ thống điều khiển tương tự và điều khiển số trong truyền động điện, phân tích các vấn đề tần số trong điều khiển truyền động điện. Phân tích các yêu cầu đối với các khối trong điều khiển số máy điện.

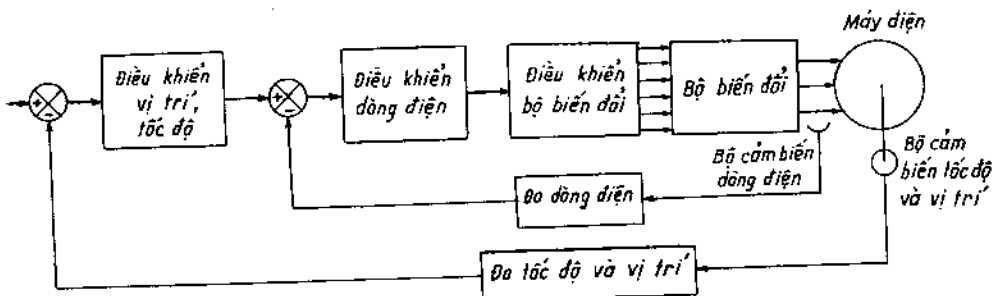
1.1 CẤU TRÚC HỆ THỐNG TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN

1.1.1 Sơ đồ khối tổng quát của hệ thống truyền động điện

Trên hình 1.1 là sơ đồ khối tổng quát của hệ thống truyền động điện gồm nhiều khối chia thành hai mạch chính:

- *Mạch động lực* gồm bộ biến đổi và động cơ truyền động. Bộ biến đổi đóng vai trò biến đổi điện áp nguồn cung cấp về điện áp, dòng điện, tần số phù hợp với yêu cầu của các động cơ truyền động.

Bộ biến đổi có thể là bộ biến đổi máy điện: máy phát điện một chiều, xoay chiều; bộ biến đổi điện tử: khuếch đại từ, điện kháng bão hòa; bộ biến đổi điện tử công suất. Bộ biến đổi điện tử công suất thực chất là các bộ chuyển



Hình 1.1 Sơ đồ khối tổng quát của hệ thống truyền động điện.

mạch điện tử làm việc ở chế độ chuyển mạch tự nhiên do sự thay đổi cực tính của điện áp nguồn hoặc chuyển mạch cưỡng bức. Do sự hoàn thiện của kỹ thuật điện tử công suất với sự ra đời của tiristo (1960), tiristo khóa bằng cực điều khiển GTO (Gate Turn - Off Thyristor 1970), tranzito công suất kỹ thuật MOS (Metal - Oxide - Semiconductor 1980), tranzito lưỡng cực công cách điện IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor 1990) với các ưu điểm chuyển mạch nhanh, tính năng dòng áp cao, chắc chắn, hiệu suất cao, độ tin cậy cao nên ngày nay các bộ biến đổi điện tử công suất hoàn toàn chiếm ưu thế.

Động cơ truyền động có các loại động cơ một chiều, động cơ không đồng bộ, động cơ đồng bộ và các loại động cơ đặc biệt khác. Các động cơ này được cung cấp bằng điện áp u , dòng điện i và tạo nên mômen cung cấp cho tải cơ không đề cập ở đây.

Mạch điều khiển bao gồm các cảm biến đo lường dùng để đánh giá các thông số trạng thái của mạch động lực và các bộ điều khiển tác động lên các thông số của bộ biến đổi nhằm duy trì các tính năng của hệ thống truyền động về tốc độ, dòng điện, mômen cũng như các mục đích mở máy, hãm, đổi chiều quay và các chức năng bảo vệ khác.

Các cảm biến đo lường trong hệ thống truyền động điện thường bao gồm:

- Cảm biến dòng điện, thường là máy biến dòng đánh giá tình trạng mang tải của động cơ.

- Cảm biến tốc độ thường dùng máy phát tốc, bộ chuyển mạch quang dùng hệ thống tranzito quang và đĩa mã hóa.

- Cảm biến vị trí dùng đĩa mã hóa và bộ chuyển mạch quang.

Các bộ điều khiển có thể phân thành hai loại:

- Bộ điều khiển gần xác định thứ tự và thời điểm phát xung mỗi và khóa các linh kiện điện tử công suất theo các chiến lược điều khiển bộ biến đổi nhằm cung cấp cho động cơ nguồn điện áp và tần số theo đòi hỏi của truyền động.

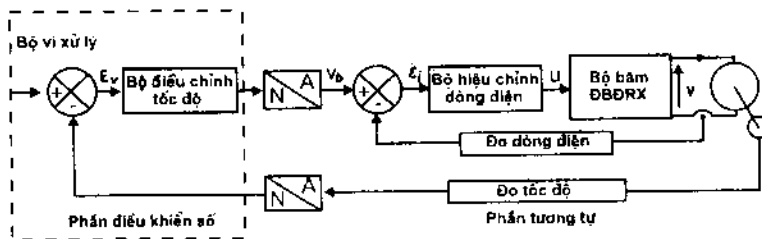
- Bộ điều khiển thuật toán nhằm giải quyết những vấn đề riêng của truyền động như điều khiển tốc độ và vị trí, hạn chế dòng điện, các yêu cầu mở máy hãm và đổi chiều. Thông thường tín hiệu ra của khối điều khiển này là mômen.

1.1.2 Điều khiển tương tự và điều khiển số

Sơ đồ khối hình 1.1 là sơ đồ hệ thống điều khiển truyền động điện tương tự quen biết. Trong sơ đồ này các thông số trạng thái của các khối là các đại lượng liên tục. Tín hiệu từ các bộ cảm biến và các bộ điều chỉnh là các đại lượng liên tục nhằm duy trì đặc tính cơ của động cơ theo đòi hỏi của phụ tải.

Trên hình 1.2 là sơ đồ điều khiển hỗn hợp tương tự và số dùng điều khiển truyền động điện một chiều. Sơ đồ gồm 2 phần:

- Phần tương tự bao gồm các cảm biến đo lường dòng điện và tốc độ, bộ điều chỉnh dòng điện, bộ biến đổi ở đây là bộ băm điều biến độ rộng xung



DBDRX điều biến độ rộng xung, u điện áp điều khiển bộ biến đổi
 V_b tín hiệu đặt dòng điện, i_i sai lệch dòng điện, v_v sai lệch tốc độ

Hình 1.2. Sơ đồ chức năng điều khiển hỗn hợp tương tự và số.

Phần điều khiển số bao gồm bộ vi xử lý làm nhiệm vụ điều chỉnh tốc độ và các chức năng an toàn, đồng bộ hóa. Sự khác nhau cơ bản của phần điều khiển số so với điều khiển tương tự là ở chỗ việc đánh giá thông số trạng thái của hệ thống và đưa tín hiệu điều khiển tiến hành theo từng bước thời gian gọi là tín hiệu rời rạc, tín hiệu lượng tử hóa hoặc tín hiệu số. Lúc đó ở mỗi thời điểm rời rạc có một tổ hợp bit mang tin tức về hệ thống. Các thông tin số học chỉ có hai mức 0 và 1 và thông số trạng thái của hệ thống truyền động được đánh giá bằng một dãy bit.

Bộ vi xử lý cũng hoạt động theo nguyên lý lượng tử hóa thời gian. Thứ tự các lệnh được thực hiện theo từng bước thời gian. Vì các bộ vi xử lý có khả năng thực hiện đồng thời các thao tác với số lượng rất lớn nên thời gian xử lý một lệnh máy rất ngắn. Ví dụ bộ vi xử lý 8 bit có khả năng biểu diễn $2^8 = 256$ trạng thái, với bộ vi xử lý 16 bit là $2^{16} = 65535$ trạng thái.

Để phối hợp giữa phần số và phần tương tự phải có bộ đổi tương tự - số

và bộ đối số - tương tự. Trong các mục tiếp theo sẽ trình bày chi tiết hoạt động của bộ vi xử lý và các bộ đối tương tự - số và bộ đối số - tương tự.

1.2 SO SÁNH ĐIỀU KHIỂN SỐ VÀ ĐIỀU KHIỂN TƯƠNG TỰ

Việc so sánh giữa hai kỹ thuật điều khiển tương tự và điều khiển số rất tế nhị nhưng cũng rất thú vị. Mỗi loại điều khiển đều thể hiện những ưu và nhược điểm, việc so sánh cho ta thấy rõ sự cần thiết phải chuyển sang kỹ thuật điều khiển số.

1.2.1 Các hạn chế của điều khiển tương tự và ưu điểm của điều khiển số

- Nhược điểm quan trọng nhất của kỹ thuật tương tự liên quan đến sự trôi thông số do các nguyên nhân có nguồn gốc khác nhau (do nhiệt, hóa-lý, cơ học...).

Các hiện tượng này làm thay đổi thông số của các linh kiện điện tử, thay đổi điện dung của các tụ hóa, thay đổi điện trở của các chiết áp. Những hiện tượng này dẫn đến sự thay đổi chậm thông số của các phần tử, làm xuất hiện điện áp lệch hay điện áp trôi ở đầu ra các bộ khuếch đại thuật toán. Việc khử sự trôi thông số đòi hỏi các nhà thiết kế mạch phải tìm các giải pháp như sử dụng các mạch bù làm phức tạp mạch và tăng giá thành. Trong khi đó các linh kiện số chỉ có hai mức cao và thấp (0 và 1) không chịu ảnh hưởng của sự trôi.

Một nhược điểm khác của kỹ thuật tương tự là nhạy với nhiễu. Nhiễu có thể phát sinh do bản thân linh kiện (nhiều về nhiệt) hoặc nhiễu ký sinh bên ngoài do ảnh hưởng của môi trường. Loại nhiễu này đặc biệt quan trọng vì trong việc điều khiển truyền động điện các bộ biến đổi là nguồn nhiễu gây ảnh hưởng đáng kể đến lưới điện.

Các cấu trúc số có thể được bảo vệ chống nhiễu bằng các kỹ thuật áp dụng cho kỹ thuật tương tự như màn chắn, bọc kim, ngoài ra người ta thường dùng kỹ thuật lọc số cho phép loại bỏ các điểm bất thường mà không hạn chế dải thông của mạch.

Việc truyền dẫn tín hiệu tương tự cũng gặp khó khăn do sự suy giảm tín hiệu, trong khi đó truyền dẫn tín hiệu số ở phạm vi hợp lý không chịu ảnh hưởng của sự suy giảm.

Các linh kiện kỹ thuật tương tự cũng có tính chất khác nhau về thông

số khi được sản xuất hàng loạt. Người ta có thể loại trừ được sự sai khác về thông số bằng phương pháp xác suất cũng như chú ý trong khi thiết kế chế tạo, tuy nhiên hiện tượng này làm cho các linh kiện kỹ thuật tương tự kém ổn định và là nguồn gốc của nhiễu.

Việc thực hiện một số chức năng như nhớ hoặc trễ bằng kỹ thuật tương tự gặp nhiều trở ngại, tuy vậy lại có thể thực hiện rất đơn giản bằng kỹ thuật số.

Cuối cùng cần lưu ý rằng do tính phức tạp của việc thực hiện các bộ điều khiển kinh điển rất ít chức năng tương tự có thể được thực hiện bằng mạch tổ hợp và cần đến nhiều linh kiện rời, việc thực hiện mạch và hiệu chỉnh chúng tốn nhiều thời gian và công sức, cần có nhiều tiếp điểm làm giảm độ tin cậy của các mạch tương tự. Với mức độ phức tạp mà mạch tương tự trở nên bất hợp lý thì đối với mạch số vấn đề trở nên khá đơn giản.

1.2.2 Ưu điểm của thiết bị tương tự và nhược điểm của thiết bị số

Ngoài các nhược điểm đã phân tích ở mục trên, kỹ thuật điều khiển tương tự cũng có những ưu điểm nổi bật mà khi chuyển sang kỹ thuật số ta phải lưu ý giải quyết. Hai ưu điểm quan trọng của kỹ thuật tương tự đó là tác động nhanh và liên tục, trong khi đó kỹ thuật số tác động chậm hơn và xử lý các đại lượng là rời rạc. Các đặc điểm này đặt ra nhiều vấn đề đối với việc thiết kế hệ thống truyền động điện.

Tác động nhanh: Các hiện tượng điện từ trong máy điện và bộ biến đổi thường diễn biến rất nhanh và có thể phá hủy toàn bộ hệ thống nếu xảy ra sự cố. Các sơ đồ tương tự tác động gần như tức thời trong khi đó các cơ cấu số tác động có thời gian.

Về mặt điều khiển số vấn đề thời gian tác động đặt ra theo các góc độ khác nhau tùy theo bài toán cụ thể của hệ thống truyền động bộ biến đổi - động cơ điện.

- Bộ biến đổi chậm, ví dụ bộ chỉnh lưu tiristo làm việc với lưới 50 Hz, trong trường hợp này điều khiển số có thể coi như rất lý tưởng, có thể thực hiện các chức năng bảo vệ và việc điều chỉnh được thực hiện bằng bộ vi xử lý có tính năng thông thường.

- Bộ biến đổi tác động nhanh, ví dụ bộ băm làm việc ở tần số hàng chục kHz, trong trường hợp này ngay cả bộ vi xử lý tác động rất nhanh cũng cần phải lưu ý đặc biệt và phải dự tính các chiến lược điều khiển dựa trên các

giải pháp về phần cứng hoặc chương trình phần mềm.

Về mặt phần cứng ta có thể dự kiến các cấu trúc khác nhau:
- Cấu trúc lai trong đó các chức năng đòi hỏi tác động nhanh ví dụ mạch vòng dòng điện được thực hiện bằng các linh kiện tương tự, còn các khối khác dùng kỹ thuật số.

- Cấu trúc hoàn toàn dựa trên kỹ thuật số có thể dựa trên các giải pháp cấu trúc khác nhau như dùng một hoặc nhiều bộ vi xử lý làm việc song song hoặc sử dụng các phần tử bên ngoài như bộ nhớ ngoài, bộ đếm, mạch logic lập trình... Ngoài ra có thể sử dụng bộ vi xử lý thông dụng hoặc chuyên dụng như bộ xử lý tín hiệu, bộ vi điều khiển thực hiện các chức năng đặc biệt...

Về mặt phần mềm dựa trên các quan niệm tin học hoặc quan niệm về điều khiển tự động.

Về mặt tin học chương trình phần mềm cần có tính chất cấu trúc, sử dụng ngôn ngữ gần với ngôn ngữ máy (assembly) hoặc ngôn ngữ cấp cao nhưng cũng có những đặc tính của hợp ngữ như ngôn ngữ C. Trong mọi trường hợp những khó khăn riêng của việc lập trình thời gian thực là tập trung vào vấn đề an toàn và tác động nhanh.

Về mặt điều khiển đặt ra các giải pháp riêng, việc mô hình hóa hệ thống rời rạc dựa trên biến đổi z. biến trạng thái nhưng các phương pháp này chỉ đơn giản trong trường hợp hệ thống tuyến tính một biến (một biến vào, một biến ra), tất cả các biến có thể đo được. Trong trường hợp máy điện cụ thể là máy điện đồng bộ, không đồng bộ là phi tuyến và nhiều biến, một số biến quan trọng như mômen, từ thông rôto của máy điện không đồng bộ, dòng điện trong dây quấn của máy điện đồng bộ không đo được. Cuối cùng một số thông số chủ yếu của máy như điện trở rôto của động cơ không đồng bộ không phải là hằng số. Vì những đặc điểm trên mô hình và cấu trúc của mạch điều khiển còn rất nhiều vấn đề cần phải giải quyết tuy đã có nhiều công trình đề cập tới vấn đề này.

Tác động liên tục

Đặc điểm tác động liên tục cho phép các linh kiện tương tự sử dụng hữu ích cho việc khống chế các biến (dòng điện, điện áp) có sự biến thiên rất nhanh và có thể gây nguy hiểm. Về phương diện này các linh kiện số làm việc với các đại lượng rời rạc và thể hiện nhược điểm trong lĩnh vực tần số biến thiên nhanh.

- Một số phép toán liên tục thường được sử dụng trong kỹ thuật điều khiển, thông dụng nhất là phép tích phân. Bộ hiệu chỉnh PI (tích phân tỷ lệ) điều chỉnh dòng điện biến thiên nhanh tạo nên ở chế độ xác lập giá trị dòng điện trung bình bằng giá trị dòng điện đặt, trong khi đó bộ tích phân số chỉ cho giá trị gần đúng của giá trị trung bình này.

- Đa số đại lượng gặp trong thực tế là các đại lượng liên tục. Điều khiển thuần số đòi hỏi sử dụng các bộ đổi tương tự - số sau bộ cảm biến. Việc này đặt ra vấn đề độ chính xác và số bit do được đối với tính toán trung gian và đối với các biến ra tác động lên các cơ cấu công suất.

- Về mặt rời rạc hóa, ví dụ các cảm biến tốc độ nếu ta chọn bộ cảm biến tác động theo tần số, việc đo sẽ tiến hành trực tiếp dưới dạng số nhưng đạt được độ chính xác cao sẽ đòi hỏi nhiều thời gian và chu kỳ lấy mẫu phải lớn, điều này là bất lợi cho việc ổn định của mạch vòng điều chỉnh, đặc biệt ở tần số thấp. Vì thế người ta trở lại sử dụng máy phát tốc và bộ biến đổi tương tự số có dải thông tốt hoặc thay đổi độ chính xác (số bit) tùy theo trường hợp sử dụng và dải tốc độ (tốc độ cao, tốc độ thấp, điều chỉnh tốc độ, điều chỉnh vị trí...). Điều này đặt ra vấn đề về lấy mẫu bắt buộc phải có thời gian thực hiện các phép tính cần thiết.

- Vấn đề lượng tử hóa cũng rất nhạy cảm khi làm việc với mômen nhỏ trong việc điều chỉnh mạch vòng dòng điện. Điều chỉnh số tính toán mức đặt dòng điện, ở mức thấp chuẩn dòng điện ứng với số bit nhỏ, do đó khó xác định. Nhiều gây ra do việc lượng tử hóa sẽ lớn và dễ tạo nên các sự cố, ví dụ tạo nên dao động.

Đơn giản về thiết kế của điều khiển tương tự

Trong mục trên ta thấy rằng điều khiển tương tự trở nên nặng nề đối với các điều khiển phức tạp, tuy nhiên ở mức độ cơ cấu hợp lý thì điều khiển tương tự lại rất đơn giản về phương diện cấu trúc.

Thực vậy vì sự hợp lý của thiết bị hoặc do các thử nghiệm tiêu chuẩn hóa (đáp ứng điều hòa, đáp ứng xung đơn vị) người ta thường có thói quen tìm kiếm các mô hình toán liên tục bằng các phương trình vi phân, hàm truyền đạt và xác định khá dễ dàng hệ số khuếch đại và hằng số thời gian của bộ điều chỉnh. Các mô hình này là gần đúng nhưng các kỹ sư biết rõ chúng được sử dụng cho tính toán sơ bộ các bộ hiệu chỉnh còn các thông số của nó có thể được tiếp tục hiệu chỉnh bằng thực nghiệm tại chỗ lắp đặt.

Sự tìm kiếm cấu trúc dựa trên việc sử dụng các mạch vòng lồng ghép vào nhau cho phép chia cắt một bài toán lớn khó khăn thành nhiều bài toán nhỏ để giải quyết hơn. Trong các cấu trúc này đầu ra của bộ điều chỉnh ứng với một vòng, ví dụ mạch vòng tốc độ trở thành đại lượng đặt cho bộ điều chỉnh của mạch vòng bên trong, ví dụ mạch vòng dòng điện. Các biến này là các đại lượng vật lý, liên tục như dòng điện, tốc độ được đo bằng các cảm biến tương tự cung cấp các đại lượng liên tục là các điện áp sử dụng một cách trực tiếp. Tóm lại việc thiết kế mạch điều khiển tương tự và liên tục của hệ thống dẫn đến cấu trúc điều khiển đơn giản.

Trong khi đó điều khiển số thường được coi là điều khiển phức tạp. Các biến điều khiển khó truy nhập, trừ trường hợp chương trình phần mềm đã dự kiến. Nếu ta sử dụng bộ vi xử lý để thực hiện nhiều chức năng cần phải thực hiện tầm nhìn tổng thể. Điều khiển số có thể linh hoạt tinh thần của điều khiển tương tự đối với các mạch vòng bên trong: làm gần đúng liên tiếp, chia cắt bài toán lớn thành các bài toán nhỏ nhưng việc thực hiện bằng số không linh hoạt như điều khiển tương tự.

- Chương trình phần mềm phải xử lý trên một khối toàn bộ các vấn đề mà điều khiển tương tự giải quyết bằng các môđun riêng rẽ.

- Việc thay đổi các hệ số của các bộ điều chỉnh số tế nhị hơn nhiều so với việc hiệu chỉnh bộ điều chỉnh tương tự. Khi thử nghiệm mạch tương tự ta có thể điều chỉnh từ từ các thông số một cách an toàn, trong khi đó với kỹ thuật số một lỗi về số có thể gây nên hậu quả nghiêm trọng.

- Cuối cùng việc lấy mẫu rất dễ gây mất ổn định và không phải bao giờ cũng có thể giữ được thông số của chu kỳ lấy mẫu do ảnh hưởng của thời gian tính toán.

Do vậy các mô hình sử dụng thường là mô hình liên tục, dẫn đến các thuật toán điều khiển liên tục sau đó làm gần đúng bằng các thuật toán rời rạc.

Chiến lược này có những hạn chế (xuất hiện dao động hoặc mất ổn định mà các mô hình liên tục không thể dự tính hết), vì thế việc mô hình hóa hệ thống theo quan điểm điều khiển số được phát triển rất mạnh. Ta sẽ thấy rõ trong các chương tiếp theo các phương pháp biểu diễn toán học là công cụ quý giá đối với việc tổng hợp quy luật điều khiển khi ta biến đổi các mô hình toán học thành các sơ đồ chức năng.

1.2.3 Các ưu điểm có tính chất quyết định của điều khiển số

Ta thấy rằng trong các lĩnh vực quan trọng điều khiển tương tự có ưu điểm nổi bật so với điều khiển số: đó là tính tác động nhanh, tác động liên tục, sự đơn giản của cấu trúc điều khiển. Nhưng nếu điều khiển máy điện dần dần chuyển sang điều khiển hoàn toàn số là do các đặc tính quyết định của các linh kiện số. Các linh kiện số cho phép thực hiện các thao tác phức tạp dưới dạng rất chắc chắn. Do tính chất này nói chung 80% linh kiện có mặt trên thị trường hiện nay là các linh kiện số. Do vậy một trào lưu chung trong kỹ thuật là chuyển từ kỹ thuật tương tự sang kỹ thuật số mà điều khiển máy điện không phải là trường hợp ngoại lệ. Thực vậy, kỹ thuật số cho phép tăng tỷ số giữa tính năng và giá thành. Các ưu điểm của kỹ thuật số thể hiện ở hai mặt:

Điều khiển thông minh

Các chương trình phần mềm cho phép tối ưu hóa điều khiển và thay đổi các tính năng mong muốn, ví dụ điều khiển mô men hoặc từ thông không đổi... Có thể thực hiện điều khiển logic phức tạp nhưng trong trường hợp này giá thành thiết bị rất đắt và tốn nhiều thời gian thực hiện. Nhờ điều khiển số ta có thể trừ tính các cải tiến, cụ thể là:

- Trong đo lường và xử lý tín hiệu.

- Trong việc đánh giá các đại lượng bên trong hệ thống (từ thông, các biến theo dọc trục d và ngang trục q) hoặc các biến ngoài khi ta muốn loại bỏ một số cảm biến ví dụ cảm biến tốc độ.

- Trong việc xây dựng các thuật toán mạnh hơn các bộ điều khiển PID kinh điển ví dụ như điều khiển phi tuyến, bộ hiệu chỉnh tự thích nghi, hệ thống có mô hình chuẩn, chế độ trượt và hiện nay là điều khiển mờ, điều khiển nơron.

- Trong việc tư vấn bảo trì và phát hiện sự cố.

- Trong việc trợ giúp tự động hóa quá trình (mở máy, hãm, tính toán quỹ đạo chuẩn).

Việc tăng các tính năng này có thể làm giảm giá thành do việc đơn giản hóa về phần cứng.

Đơn giản hóa thiết bị, tiêu chuẩn hóa và tích hợp hóa

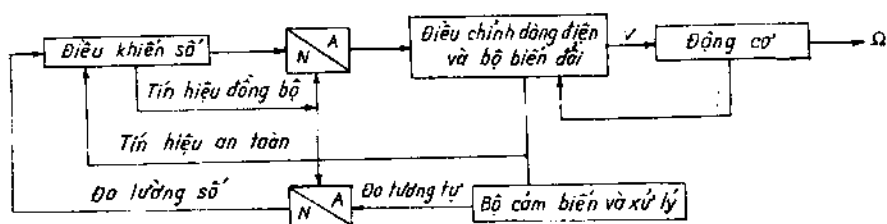
Vì các chức năng điều khiển được thực hiện chủ yếu bằng phần mềm, cho

nên với cùng một thiết bị phần cứng (một bộ vi xử lý và các giao diện) được sử dụng cho mọi ứng dụng. Điều này dẫn đến giảm các chi tiết dự phòng, do đó làm giảm giá thành.

Mặt khác điều khiển máy điện luôn nằm trong khung cảnh tự động hóa toàn bộ hệ thống, ngày nay được thực hiện bằng máy tính. Với cùng một công nghệ (số và cùng các bộ vi xử lý) có thể thực hiện mức phân cấp tự động hóa khác nhau, làm dễ dàng các tích hợp và đồng bộ hóa mọi phần tử. Các tính chất này không dễ dàng nhận được với tổ hợp bao gồm một máy tính trung tâm, các ô-tô-mát lập trình và các bộ điều chỉnh tương tự.

1.3 XU HƯỚNG PHỐI HỢP ĐIỀU KHIỂN SỐ VÀ ĐIỀU KHIỂN TƯƠNG TỰ

Do các đặc điểm đã nêu ở trên trong lĩnh vực điều khiển truyền động điện xu hướng hợp lý là điều khiển số được thực hiện trước hết ở điều khiển tốc độ và vị trí cũng như điều khiển số bộ biến đổi. Các chức năng đòi hỏi điều khiển tác động nhanh được thực hiện bằng điều khiển tương tự. Các chức năng ở mức độ cao, điều khiển thông minh nhưng thực hiện chậm hơn sẽ được thực hiện bằng kỹ thuật số.



Hình 1.3. Cấu trúc điều khiển số động cơ điện một chiều.

Ta trở lại ví dụ sơ đồ hình 1.2. Cấu trúc điều khiển số của sơ đồ hình 1.2 được cho trên hình 1.3.

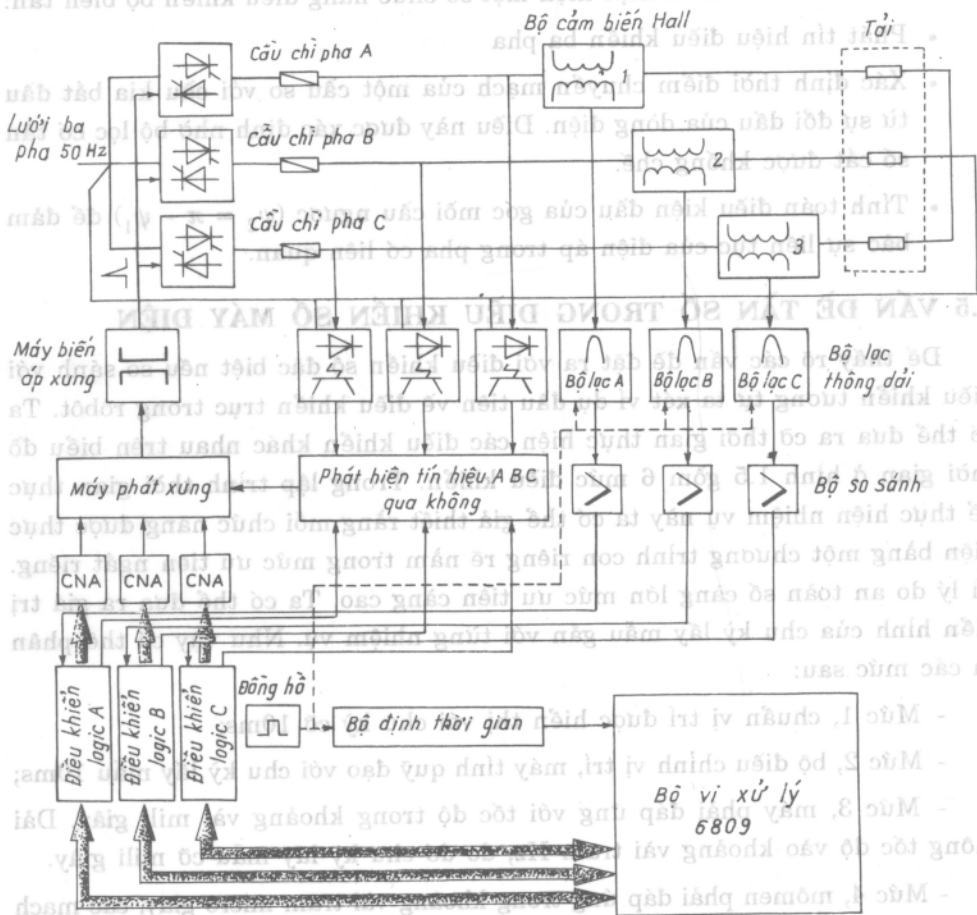
Trong sơ đồ này ta nhận thấy có sự kết hợp giữa điều khiển tương tự và điều khiển số.

- Có sự phân chia các điều khiển dòng điện, tốc độ và vị trí.
- Đưa vào các tín hiệu liên quan đến an toàn.

- Bộ điều khiển số đưa tín hiệu đồng bộ hóa.

Mạch vòng tương tự là mạch điều chỉnh dòng điện và bộ biến đổi phải rất nhanh và ổn định để dòng điện phản ứng động cơ tác động gần như tức thời. Chuẩn mức dòng điện được tính toán bằng bộ điều chỉnh số tốc độ. Liên hệ giữa các phân điều khiển số và điều khiển tương tự nhờ các bộ đổi tương tự- số A-D và bộ đổi số - tương tự D-A. Bộ điều chỉnh thường là PID số. Mô hình toán học của hệ thống và phương pháp phân tích hệ thống điều khiển truyền động điện một chiều sẽ được đề cập trong chương 5.

1.4. PHỐI HỢP ĐIỀU KHIỂN TƯƠNG TỰ VÀ ĐIỀU KHIỂN SỐ TRONG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG DÒNG BỘ



Hình 1.4 Điều khiển động cơ không dòng bộ rôto dây quấn phối hợp điều khiển tương tự và điều khiển số.

Để làm sáng tỏ tính thân phối hợp điều khiển số và điều khiển tương tự ta xét sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ rôto dây quấn có hai nguồn cấp trên hình 1.4.

Stato được cung cấp từ lưới 50 Hz, điều khiển được thực hiện bằng việc điều chỉnh nguồn cung cấp cho rôto qua bộ biến tần ba pha. Mỗi pha rôto được nối với lưới qua hai cầu Graetz nối song song ngược.

Trên sơ đồ hình 1.4 ta nhận thấy:

- Phần điều khiển tương tự bao gồm máy phát xung và logic chuyển mạch của chúng.
- Phần điều khiển số thực hiện một số chức năng điều khiển bộ biến tần:
 - Phát tín hiệu điều khiển ba pha
 - Xác định thời điểm chuyển mạch của một cầu so với cầu kia bắt đầu từ sự đổi dấu của dòng điện. Điều này được xác định nhờ bộ lọc có tần số cắt được khống chế.
 - Tính toán điều kiện đầu của góc mỗi cầu ngược ($\psi_2 = \pi - \psi_1$) để đảm bảo sự liên tục của điện áp trong pha có liên quan.

1.5 VẤN ĐỀ TẦN SỐ TRONG ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

Để thấy rõ các vấn đề đặt ra với điều khiển số đặc biệt nếu so sánh với điều khiển tương tự ta xét ví dụ đầu tiên về điều khiển trục trong rôbot. Ta có thể đưa ra cỡ thời gian thực hiện các điều khiển khác nhau trên biểu đồ thời gian ở hình 1.5 gồm 6 mức điều khiển. Trong lập trình thời gian thực để thực hiện nhiệm vụ này ta có thể giả thiết rằng mỗi chức năng được thực hiện bằng một chương trình con riêng rẽ nằm trong mức ưu tiên ngất riêng. Vì lý do an toàn số càng lớn mức ưu tiên càng cao. Ta có thể đưa ra giá trị điển hình của chu kỳ lấy mẫu gắn với từng nhiệm vụ. Như vậy có thể phân ra các mức sau:

- Mức 1, chuẩn vị trí được hiển thị với chu kỳ cỡ 10ms;
- Mức 2, bộ điều chỉnh vị trí, máy tính quỹ đạo với chu kỳ lấy mẫu 10ms;
- Mức 3, máy phải đáp ứng với tốc độ trong khoảng vài mili giây. Dải thông tốc độ vào khoảng vài trăm Hz, do đó chu kỳ lấy mẫu cỡ mili giây.
- Mức 4, mômen phải đáp ứng trong khoảng vài trăm micro giây, các mạch vòng dòng điện phải có dải thông vài kHz, chu kỳ lấy mẫu khoảng 100 μ s;
- Mức 5, bộ nghịch lưu cũng cấp cho động cơ chấp hành dùng sơ đồ tranzito,

tần số chuyển mạch thường lớn từ 5 đến 20 kHz, chu kỳ băm là $50 \mu s$.

- Mức 6, mỗi bộ biến đổi phải khống chế được các hiện tượng điện xảy ra rất nhanh (an toàn, giám sát sự chuyển mạch của linh kiện, do đó khoảng thời gian cỡ micro giây hoặc nhỏ hơn).

Một ví dụ khác về biểu đồ thời gian là bộ biến đổi tốc độ động cơ được cung cấp bằng bộ biến đổi chuyển mạch tự nhiên bằng cầu tiristo ở tần số 50 Hz. Ta có các mạch vòng dòng điện và đối với bộ nghịch lưu có tần số rất thấp. Trên biểu đồ thời gian hình 1.6 tần số chuyển mạch của bộ biến đổi là vài trăm Hz, thời gian đáp ứng so với biểu đồ hình 1.5 chỉ ứng với 3 mức

mức 3: điều chỉnh tốc độ;

mức 4: điều chỉnh dòng điện;

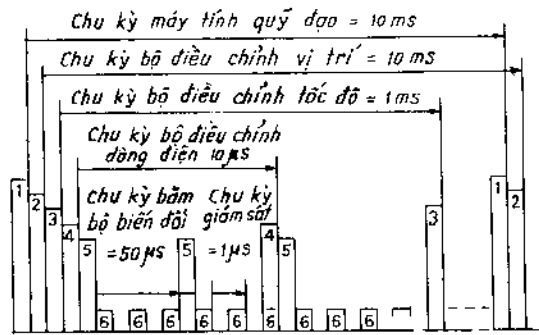
mức 5: phát xung điều khiển bộ biến đổi.

1.6 BÀI TOÁN ĐẶT RA ĐỐI VỚI ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

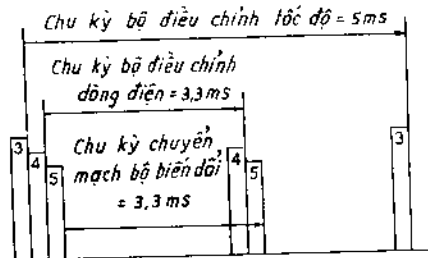
Điều khiển số máy điện là điều khiển thời gian thực của đối tượng có mô hình toán phức tạp. Nói chung nhiệm vụ điều khiển số máy điện được chia thành các bước sau

1.6.1 Xây dựng mô hình điều khiển

Xuất phát từ nhiệm vụ điều khiển truyền động điện chọn sơ đồ bộ biến đổi và động cơ truyền động thích hợp, xây dựng sơ đồ mạch động lực và điều



Hình 1.5. Biểu đồ thời gian điều khiển trực rôtôt bằng bộ nghịch lưu tranzito.



Hình 1.6. Biểu đồ thời gian bộ biến đổi chuyển mạch tự nhiên bằng bộ chỉnh lưu tiristo.

khiển. Từ mô hình tổng quát phân tích và chia thành các vòng điều khiển. Phân cấp các vòng điều khiển xác định vòng điều khiển tương tự và vòng điều khiển số, chọn chiến lược điều khiển.

1.6.2 Xây dựng mô hình toán cho hệ truyền động điện

Xây dựng mô hình toán cho bộ biến đổi động cơ truyền động và mô hình toán của các cảm biến đo lường, các cơ cấu so sánh, chấp hành.

1.6.3 Xác định thông số của các mạch vòng tương tự

Căn cứ vào các đáp ứng tĩnh và động và kết cấu mạch vòng điều khiển tương tự, phân tích và tổng hợp thông số mạch vòng tương tự dựa trên cơ sở hàm truyền và biến đổi Laplace.

1.6.4 Xác định thông số của mạch vòng điều khiển số

Nhiệm vụ này bao gồm hai vấn đề quan trọng:

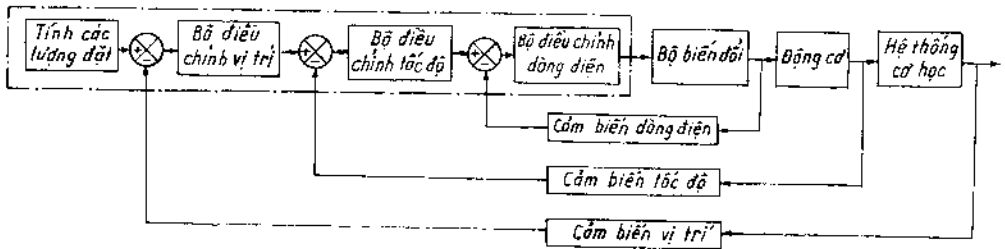
- Phần cứng: chọn bộ vi xử lý có bit máy, tốc độ, dung lượng bộ nhớ, số giao diện vào ra thích hợp cho nhiệm vụ điều khiển.

- Phần mềm: Xác định chu kỳ lấy mẫu và lập trình cho mạch điều khiển số. Dự tính các chức năng bảo vệ, an toàn, liên động và các chức năng mở máy, hãm động cơ. Để thực hiện các chức năng này ta sẽ sử dụng các mô hình số dựa trên biến đổi Laplace rời rạc (biến đổi z), phân tích mạch điều khiển tương tự và số dựa trên cơ sở grafset, mạng Petri... Chúng ta sẽ phân tích chi tiết các vấn đề này trong các chương sau.

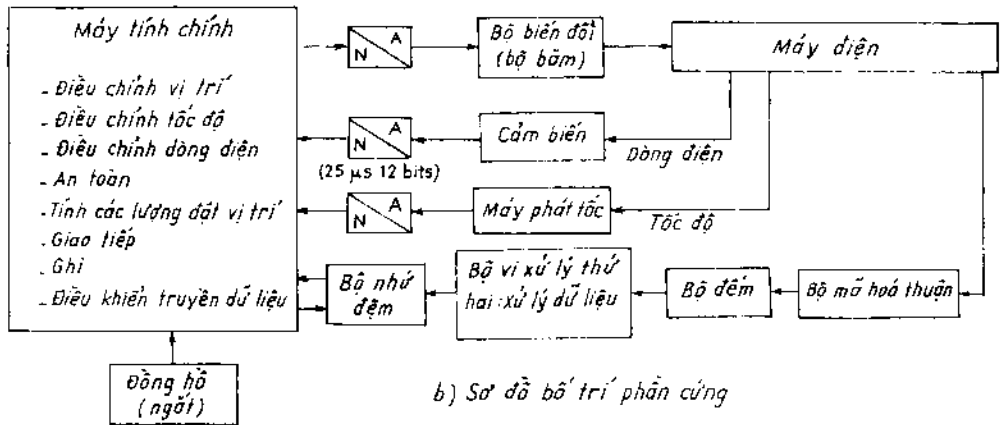
Để làm ví dụ ta xét cấu trúc tổng quát của hệ thống điều khiển hoàn toàn số dòng điều khiển động cơ một chiều gồm các mạch vòng điều chỉnh dòng điện và điều chỉnh tốc độ. Trên hình 1-7a là sơ đồ chức năng, hình 1-7b là sơ đồ bố trí phần cứng và hình 1-7c là biểu đồ thời gian. Máy tính thực hiện nhiệm vụ bộ điều chỉnh cùng với các cảm biến tác động lên bộ biến đổi là bộ băm dòng điện một chiều cung cấp điện cho động cơ. Trong sơ đồ bố trí phần cứng hình 1-7b ta nhận thấy có sự phân chia nhiệm vụ giữa 2 máy vi tính:

Máy vi tính chính đảm nhiệm:

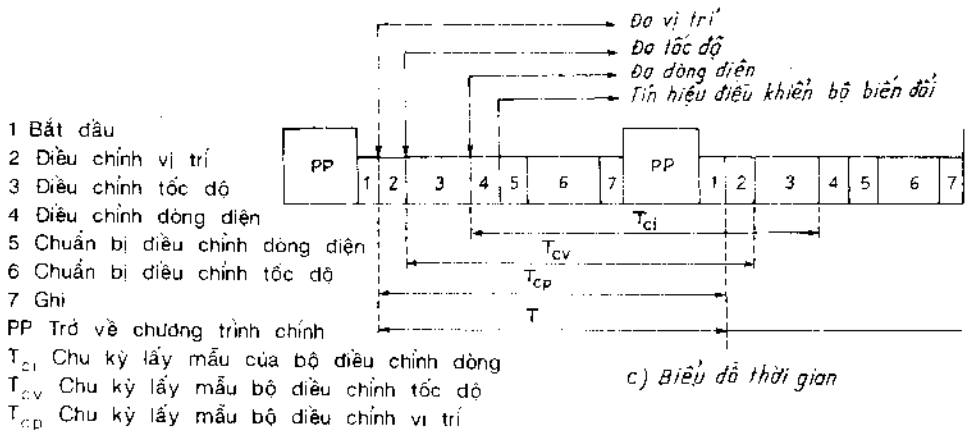
- Điều chỉnh vị trí
- Điều chỉnh tốc độ
- Điều chỉnh dòng điện



a) Sơ đồ khối chức năng



b) Sơ đồ bố trí phân cứng



c) Biểu đồ thời gian

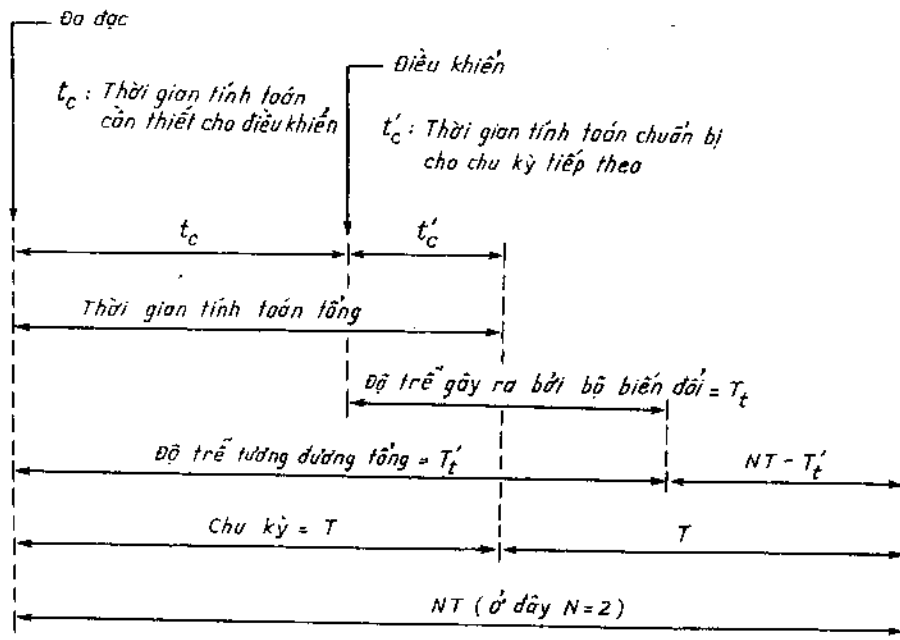
Hình 1-7. Cấu trúc hệ thống điều khiển hoàn toàn số.

- An toàn, bảo vệ
- Đánh giá mômen cản nhằm mục đích bù đặc tính
- Tính toán các giá trị đặt vị trí
- Giao tiếp với người điều khiển
- Ghi các sự kiện
- Điều khiển việc truyền dữ liệu

Máy tính thứ hai đảm nhiệm việc xử lý dữ liệu vị trí.

Ta nhận thấy các thời điểm lấy mẫu ứng với các mạch vòng khác nhau không được đồng bộ hóa. Ta có thể tính đến điều này bằng cách đưa vào thời gian trễ trong các mô hình của hàm truyền. Để xác định bộ điều chỉnh ta phải nghiên cứu từng vòng điều chỉnh bắt đầu từ vòng trong nhất rồi lần lượt xét từng vòng ngoài.

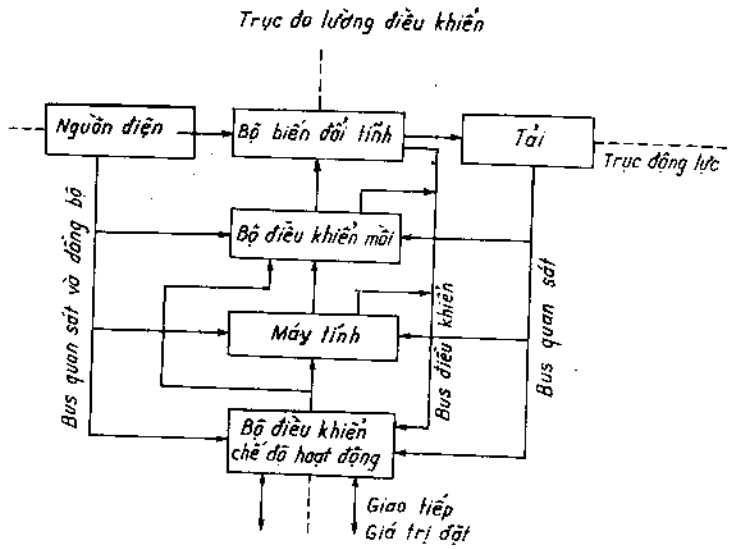
Theo quan điểm lý thuyết điều khiển tự động biểu đồ thời gian toàn hệ thống được cho trên sơ đồ hình 1-8.



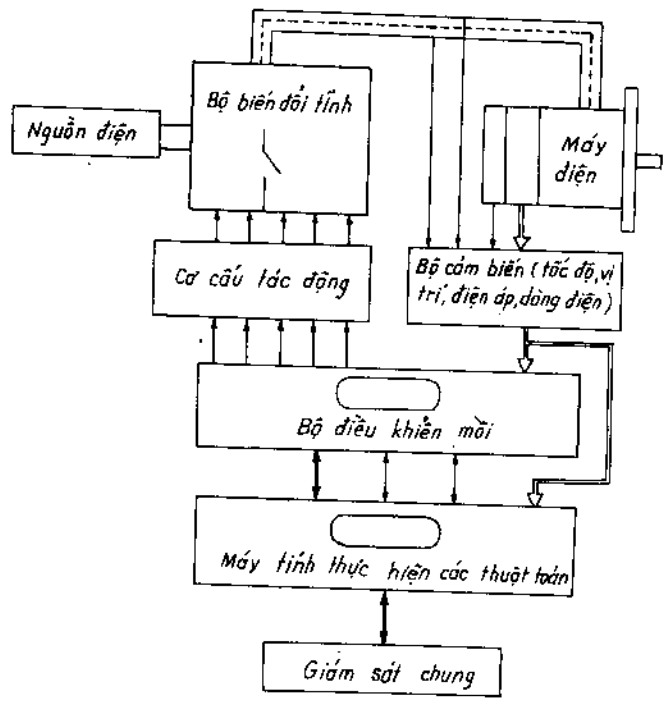
Hình 1-8. Biểu đồ thời gian của hệ điều khiển hoàn toàn số.

Đối với hệ thống điều khiển người ta thường phân thành 2 trục:

- Trục động lực gồm nguồn điện, bộ biến đổi, phụ tải điện cơ gồm động



Hình 1-9 Cấu trúc chung hệ thống kỹ thuật được điều khiển bằng máy tính.



Hình 1-10 Mối liên hệ giữa trục dòng lực và đo lường điều khiển.

cơ điện và các hệ thống truyền động.

- Trục đo lường điều khiển bao gồm:
 - Bộ điều khiển môi, xử lý các chức năng logic điều khiển chuyển mạch của các bộ biến đổi. Đó là các chức năng lặp lại, có tần số cao, tính đến an toàn cho các linh kiện điện tử công suất. Vấn đề này có thể xử lý bằng các mạch độc lập hoặc đưa vào trong các chức năng của bộ vi xử lý tốc độ cao.
 - Máy tính làm nhiệm vụ điều chỉnh (mạch vòng dòng điện, tốc độ, vị trí, tính toán quỹ đạo, đánh giá các đại lượng không đo được, bù ảnh hưởng nhiễu, bù phi tuyến). Về mặt phần cứng có thể sử dụng một hoặc nhiều bộ vi xử lý hoặc các linh kiện chuyên dụng khác.
 - Bộ điều khiển chế độ hoạt động. Đó là các bộ giám sát xác định các chế độ hoạt động: chạy, dừng, mở máy, phát hiện sự cố...

Trong khối đo lường điều khiển tiêu chuẩn tác động nhanh đóng vai trò quan trọng. Một số chức năng nằm ở ranh giới các khối. Nếu ta muốn thực hiện mạch vòng dòng điện tác động rất nhanh ta coi nhiệm vụ này do bộ điều khiển gần thực hiện. Hình 1-9 là cấu trúc chung của hệ thống kỹ thuật được điều khiển bằng máy tính, còn hình 1-10 là mối liên hệ giữa trục động lực và trục đo lường điều khiển.

Ta nhận thấy hệ thống điều khiển số máy điện là kết cấu phức tạp trong đó máy tính tham gia vào quá trình đo lường, điều khiển, xử lý tín hiệu nhằm tác động lên hệ thống động lực gồm máy điện và bộ biến đổi. Ở đây ta phải giải quyết vấn đề phối ghép máy tính và hệ thống truyền động điện và lập trình điều khiển hệ thống nhằm thỏa mãn các yêu cầu công nghệ.

XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ

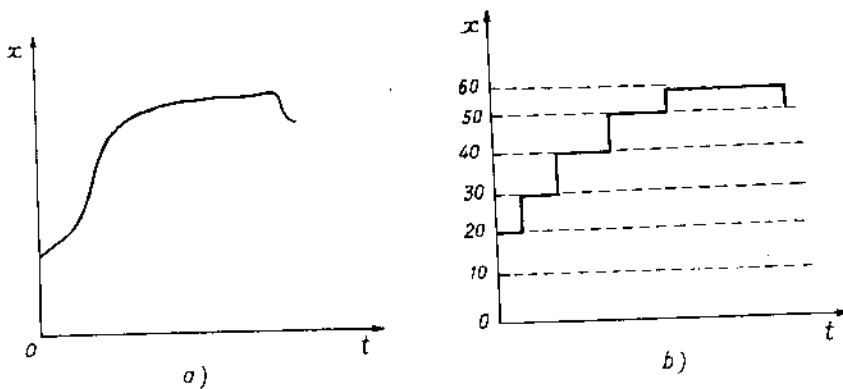
Chương này trình bày khái quát những vấn đề cơ bản của công cụ toán học sử dụng trong điều khiển số, đó là xử lý tín hiệu số bao gồm việc biểu diễn các hệ thống rời rạc, hàm truyền đạt của hệ thống rời rạc, phân tích hệ thống rời rạc trong miền z , biến đổi Fourier rời rạc và bộ lọc số.

2.1 TÍN HIỆU VÀ HỆ THỐNG RỜI RẠC

2.1.1 Tín hiệu tương tự

Ta đã quen với các tín hiệu có độ lớn và biến thiên liên tục ví dụ điện áp đo được trên cặp nhiệt ngẫu cho ta thông tin và nhiệt độ môi trường là hàm điện áp liên tục theo thời gian $u(t)$, điện áp trên cực máy phát tốc cho ta thông tin về tốc độ trục quay cũng là hàm liên tục theo thời gian $n(t)$. Một cách tổng quát ta định nghĩa tín hiệu tương tự là hàm có độ lớn biến thiên liên tục. Trên hình 2.1a là dạng biểu diễn của tín hiệu tương tự $x(t)$.

2.1.2 Tín hiệu lượng tử hóa



Hình 2.1 Tín hiệu tương tự (a); Tín hiệu lượng tử hóa (b).

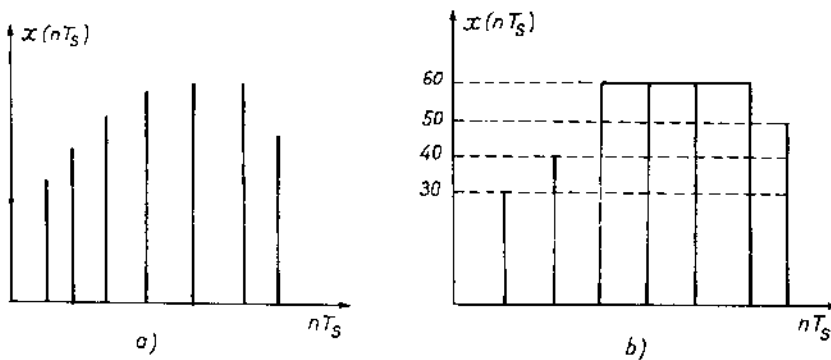
Nếu biên độ của tín hiệu liên tục là rời rạc ta gọi tín hiệu đó là tín hiệu lượng tử hóa. Trên hình 2.1b là dạng biểu diễn của tín hiệu lượng tử hóa của tín hiệu liên tục.

2.1.3 Tín hiệu rời rạc

Nếu tại từng bước thời gian gọi là chu kỳ rời rạc T_s ta xác định độ lớn của tín hiệu ta được tín hiệu rời rạc, nếu biên độ của tín hiệu rời rạc là liên tục (không được lượng tử hóa) thì tín hiệu đó gọi là tín hiệu lấy mẫu. Hình 2.2a là biểu diễn tín hiệu lấy mẫu.

2.1.4 Tín hiệu số

Tín hiệu số là tín hiệu được rời rạc hóa cả biến số và biên độ, khác với tín hiệu tương tự là tín hiệu liên tục về biến số và biên độ. Hình 2-2b biểu diễn tín hiệu số $x(nT_s)$.

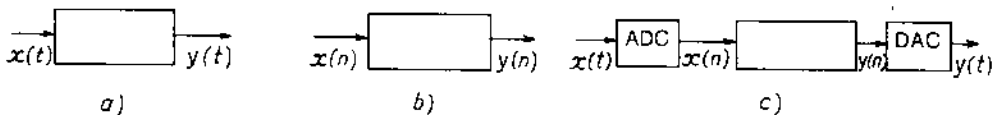


Hình 2.2. Tín hiệu lấy mẫu (a); Tín hiệu số (b).

2.2. CÁC HỆ THỐNG XỬ LÝ TÍN HIỆU

Ta thường phân loại hệ thống xử lý tín hiệu theo tín hiệu cần xử lý:

- Hệ thống tương tự có các đại lượng vào và ra là tín hiệu tương tự. Hình



Hình 2.3. Hệ thống tương tự (a); Hệ thống số (b); Hệ thống xử lý số tổng quát (c).

2.3a là sơ đồ hệ thống tương tự.

- Hệ thống số có các đại lượng vào và ra là tín hiệu số. Hình 2.3b là sơ đồ hệ thống số, trong sơ đồ này ta nhận thấy nếu hệ thống số được nối với hệ thống tương tự thì tại đầu vào của nó phải có bộ đổi tương tự số ADC và đầu ra phải có bộ đổi số - tương tự DAC. Hệ thống xử lý tín hiệu số tổng quát cho trên hình 2.3c.

2.3 BIỂU DIỄN TÍN HIỆU RỜI RẠC

Một tín hiệu rời rạc được biểu diễn bằng dãy giá trị thực hoặc phức. Nếu tín hiệu đó được hình thành bởi giá trị thực thì đó là tín hiệu thực, còn nếu được hình thành bởi giá trị phức thì gọi là tín hiệu phức.

Tín hiệu rời rạc được ký hiệu là $x(nT_s)$, trong đó nT_s là biến độc lập, n là số nguyên, T_s là chu kỳ lấy mẫu. Để thuận tiện biểu diễn ta chuẩn hóa biến độc lập nT_s với chu kỳ lấy mẫu T_s tức là $\frac{nT_s}{T_s} = n$.

Về mặt toán học tín hiệu rời rạc $x(n)$ được biểu diễn như sau:

$$x(n) = \begin{cases} \text{biểu thức toán học} & N_1 \leq n \leq N_2 \\ 0 & n \text{ còn lại} \end{cases} \quad (2-1)$$

Ví dụ 1 Dãy xung đơn vị

Trong miền n dãy xung đơn vị được biểu diễn như sau:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2-2)$$

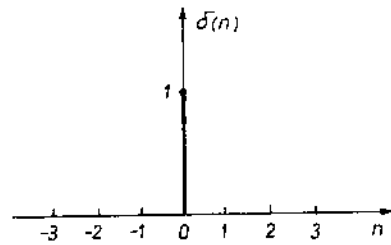
Đồ thị của $\delta(n)$ cho trên hình 2-4.

Ví dụ 2 Dãy bước nhảy đơn vị

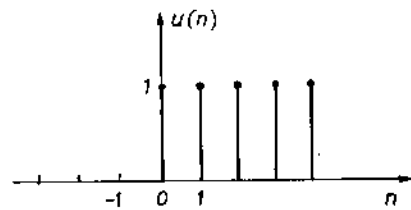
Dãy bước nhảy đơn vị trong miền n được định nghĩa như sau:

$$u(n) = \begin{cases} 1 & n \geq 0 \\ 0 & n < 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

Đồ thị của $u(n)$ cho trên hình 2.5.



Hình 2.4. Xung đơn vị.



Hình 2.5. Dãy bước nhảy đơn vị.

2.4 HỆ THỐNG TUYẾN TÍNH

2.4.1 Hệ thống xử lý số

Hệ thống xử lý số được đặc trưng bởi một toán tử T làm nhiệm vụ biến đổi dãy vào $x(n)$ thành dãy ra $y(n)$, ký hiệu như sau:

$$T[x(n)] = y \text{ hoặc } x(n) \xrightarrow{T} y(n)$$

Nếu hệ thống là tuyến tính, toán tử T thỏa mãn nguyên lý xếp chồng nghĩa là:

$$T[ax_1(n) + bx_2(n)] = aT[x_1(n)] + bT[x_2(n)] = ay_1(n) + by_2(n) \quad (2-4)$$

a, b là hai hằng số bất kỳ;

y_1 là đáp ứng của kích thích $x_1(n)$;

y_2 là đáp ứng của kích thích $x_2(n)$.

2.4.2 Đáp ứng xung của hệ thống tuyến tính

Một dãy $x(n)$ bất kỳ có thể được biểu diễn bằng biểu thức tổng sau đây:

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n - k) \quad (2-5)$$

Nếu hệ thống là tuyến tính

$$y(n) = T[x(n)] = T\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n - k)\right] \quad (2-6)$$

Vì $x(k)$ độc lập với n nên ta có

$$y(n) = T[x(n)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)T[\delta(n - k)] \quad (2-7)$$

Nếu ký hiệu $h_k(n)$ là đáp ứng của hệ thống với kích thích $\delta(n - k)$ nghĩa là

$$h_k(n) = T[\delta(n - k)], \text{ ta có} \quad (2-8)$$

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h_k(n) \quad (2-9)$$

$h_k(n)$ gọi là đáp ứng xung của hệ thống tuyến tính.

Hệ thống tuyến tính bất biến có $h_k(n)$ không phụ thuộc vào k , còn nếu với tác động giống nhau ở các thời điểm khác nhau hệ thống sẽ cho đáp ứng khác nhau là hệ thống phụ thuộc vào thời gian. Đối với hệ thống bất biến đáp

ứng xung không phụ thuộc vào thời điểm xuất hiện của xung, lúc đó tích chập rời rạc của tác động với đáp ứng xung sẽ cho tín hiệu đầu ra của hệ thống

$$h(n) = T[\delta(n)] \text{ thì} \quad (2-10)$$

$$h(n - k) = T[\delta(n - k)] = h_k(n) \quad (2-11)$$

Phương trình (2-9) dẫn đến tổng tích chập

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n - k) \quad (2-12)$$

Tổng các tích chập thường được viết ngắn gọn như sau:

$$y(n) = x(n)*h(n), \text{ hoặc}$$

$$y(n) = h(n)*x(n) \quad (2-13)$$

Vế phải của (2.13) có tính chất giao hoán nghĩa là có thể viết (2.12) như sau:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n - k) \quad (2-14)$$

Về mặt vật lý sự giao hoán này có nghĩa là nếu đầu vào của hệ thống là $x(n)$, đáp ứng xung là $h(n)$ và đầu vào của hệ thống là $h(n)$, đáp ứng xung là $x(n)$ thì hệ thống sẽ cho ra cùng một đáp ứng được tích chập bởi hai hàm.

2.5 ĐÁP ỨNG XUNG VÀ HÀM TRUYỀN ĐẠT

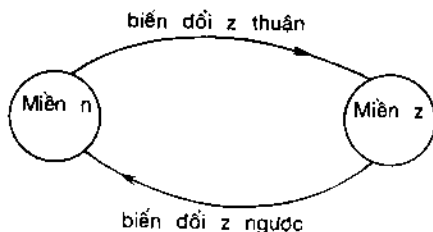
Đáp ứng xung $h(t)$ là đáp ứng của hệ thống khi xung kích thích là Dirac hoàn toàn đặc trưng cho hệ thống rời rạc. Đáp ứng của hệ thống đối với mọi tác động bất kỳ được xác định bằng các biểu thức tích chập (2-12), (2-14). Việc xác định đáp ứng xung trong nhiều trường hợp rất khó khăn, do đó người ta thường dùng hàm truyền đạt để đặc trưng cho hệ thống. Việc xác định hàm truyền đạt của hệ thống xung sẽ được giải quyết trọn vẹn khi ta biểu diễn hệ thống và tín hiệu rời rạc trong miền z .

2.6 BIỂU DIỄN HỆ THỐNG VÀ TÍN HIỆU RỜI RẠC TRONG MIỀN Z

2.6.1 Biểu diễn z thuận

Trong các mục trước ta khảo sát tín hiệu và hệ thống rời rạc trong miền biến số độc lập tự nhiên. Trong nhiều trường hợp cách khảo sát trực tiếp này gặp nhiều khó khăn vì hệ thống phức tạp và hiệu quả không cao. Ta sử dụng phương pháp khảo sát gián tiếp thông qua phép biến đổi làm nhiệm vụ chuyển

miền biến số độc lập sang miền mới. Biến đổi z đóng vai trò như biến đổi Laplace trong việc phân tích tín hiệu và hệ thống liên tục vì thế ta còn gọi biến đổi z là biến đổi Laplace rời rạc. Quan hệ giữa miền n và miền z được minh họa trên hình 2.6.



Hình 2.6. Biến đổi z .

2.6.2 Biến đổi z

Biến đổi z của tín hiệu rời rạc $x(n)$ trong miền biến số độc lập tự nhiên n là phép biến đổi tín hiệu $X(z)$ trong miền phức z theo biểu thức sau

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-15)$$

Theo quan điểm toán tử ký hiệu ZT là toán tử biến đổi phức ta sẽ có:

$$ZT[x(n)] = X(z) \text{ hoặc}$$

$$x(n) \xrightarrow{ZT} X(z) \quad (2-16)$$

Biến đổi z là chuỗi lũy thừa vô hạn. Chúng sẽ hội tụ nếu chuỗi (2-15) hội tụ. z là biến số phức có thể viết dưới dạng phần thực và phần ảo:

$$z = \text{Re}[z] + j\text{Im}[z].$$

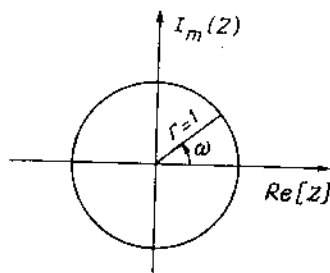
Vì n lấy giá trị từ $-\infty$ đến $+\infty$ nên biến đổi z theo (2.15) gọi là biến đổi z hai phía. Nếu n có giá trị từ 0 đến ∞ ta có biến đổi z một phía:

$$X^1(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-17)$$

Trong mặt phẳng z có một vòng tròn ứng với $|z| = r = 1$ gọi là vòng tròn đơn vị. Trên vòng tròn này $z = e^{j\omega}$. Hình 2.7 biểu diễn vòng tròn đơn vị. Vòng tròn đơn vị đặc biệt quan trọng khi đánh giá các đặc tính của hệ thống số dựa vào vị trí điểm cực, điểm zêrô (không) khi chúng nằm ở trong hay ngoài vòng tròn đơn vị.

Ví dụ

Cho tín hiệu rời rạc sau đây:



Hình 2.7. Vòng tròn đơn vị.

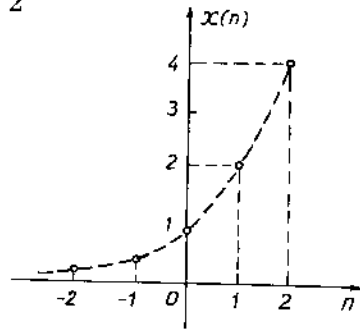
$$x(n) = \begin{cases} 2^n & \text{với } -\infty \leq n \leq 2 \\ 0 & \text{với } n \text{ còn lại} \end{cases}$$

Hãy xác định biến đổi z hai phía, một phía và miền hội tụ của chúng.

Trả lời:

Tín hiệu $x(n)$ có chiều dài $[-\infty, 2] = \infty$ được biểu diễn trên đồ thị hình 2.8.

Theo định nghĩa biến đổi z hai phía ta có:



Hình 2.8. Hàm rời rạc $x(n)$.

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^2 2^n z^{-n} = 4z^{-2} + 2z^{-1} + 1 + \sum_{n=-\infty}^{-1} 2^n z^{-n}$$

Đổi biến $n = -m$ ta có:

$$X(z) = \sum_{m=1}^{\infty} 2^{-m} z^m + 2z^{-1} + 4z^{-2} + 1$$

$$\text{Gọi } X_1(z) = \sum_{m=1}^{\infty} 2^{-m} z^m = \frac{2^{-1}z}{1 - 2^{-1}z} = \frac{z}{2 - z} \quad \text{với } |z| < 2$$

$$X_2(z) = 1 + 2z^{-1} + 4z^{-2} \quad \text{với } z \neq 0$$

ta được:

$$X(z) = \frac{z}{2 - z} + 1 + 2z^{-1} + 4z^{-2} \quad \text{với } |z| < 2 \text{ và } z \neq 0$$

Miền hội tụ của $X(z)$ nằm bên trong vòng tròn có bán kính 2, trừ gốc tọa độ. Bây giờ ta tính biến đổi z một phía của $x(n)$:

$$X^1(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} = \sum_{n=0}^2 2^n z^{-n} = 1 + 2z^{-1} + 4z^{-2}$$

Miền hội tụ của $X^1(z)$ là toàn bộ mặt phẳng Z trừ gốc tọa độ $z = 0$.

2.6.3 Cực và zêrô (Poles and Zeros)

Trong thực tế ta thường gặp biến đổi z cho dưới dạng tỷ số của hai đa thức và như vậy $X(z)$ là hàm hữu tỷ của z.

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (2-18)$$

- Ta gọi các điểm $z = z_{or}$ sao cho $X(z_{or}) = 0$ là các zêrô của $X(z)$, đó chính là nghiệm của tử số $N(z)$. Nếu $N(z)$ là đa thức bậc M của z thì $X(z)$ có M zêrô.

- Ta gọi các điểm $z = z_{pk}$ sao cho $X(z_{pk}) = \infty$ là các cực của $X(z)$, đó là nghiệm của mẫu số $D(z)$. Nếu $D(z)$ là đa thức bậc N thì $X(z)$ có N cực.

Ta có thể biểu diễn $X(z)$ dưới dạng cực và zêrô:

Nếu $N(z)$ là đa thức bậc M của z :

$$N(z) = b_0 + b_1z + \dots + b_Mz^M$$

thì ta có thể viết:

$$N(z) = b_M(z - z_{01})(z - z_{02})\dots(z - z_{0M}) = b_M \prod_{r=1}^M (z - z_{or})$$

với z_{or} là các nghiệm của $N(z)$.

Nếu $D(z)$ là đa thức bậc N của z :

$$D(z) = a_0 + a_1z + \dots + a_Nz^N$$

thì ta có thể viết:

$$D(z) = a_N(z - z_{p1})(z - z_{p2})\dots(z - z_{pN}) = a_N \prod_{k=1}^N (z - z_{pk})$$

với z_{pk} là các nghiệm của $D(z)$

Từ đó suy ra:

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{b_M \prod_{r=1}^M (z - z_{or})}{a_M \prod_{k=1}^N (z - z_{pk})} = C \frac{\prod_{r=1}^M (z - z_{or})}{\prod_{k=1}^N (z - z_{pk})}, \text{ với } C = \frac{b_M}{a_M} \quad (2-19)$$

Trong (2-19) ta nhận thấy có thể xét tính chất của $X(z)$ qua các zêrô Z_{or} và các cực Z_{pk} . Trong mặt phẳng phức các cực được biểu diễn bằng dấu gạch chéo (X) còn các zêrô được biểu diễn bằng các khuyên nhỏ (0).

Ví dụ

$$\text{Cho } x(n) = \delta(n) + 3\delta(n-1) + 2\delta(n-2)$$

Tìm $X(z)$, miền hội tụ và các cực, zêrô của $X(z)$.

Trả lời:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} = 1 + 3z^{-1} + 2z^{-2}$$

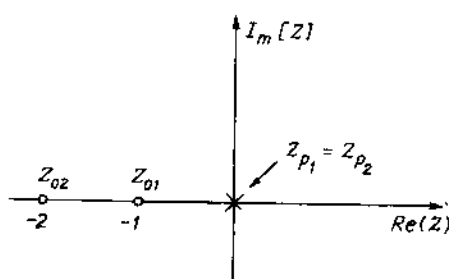
Miền hội tụ là toàn bộ mặt phẳng Z , trừ $Z = 0$.

Tìm cực và zêrô:

$$X(Z) = Z^{-2}(Z^2 + 3Z + 2) = Z^{-2}(Z + 1)(Z + 2) = \frac{(Z + 1)(Z + 2)}{Z^2}$$

$X(Z)$ có hai zêrô tại $Z_{01} = -1$ và $Z_{02} = -2$ và một cực kép tại $Z_{p1} = Z_{p2} = 0$. Vị trí các cực và zêrô cho trên hình 2.9.

Theo định nghĩa của miền hội tụ thì miền hội tụ của $X(Z)$ không chứa các cực vì tại đó $X(Z)$ không xác định. Trong trường hợp này $x(n)$ là chuỗi hữu hạn $X(Z)$ hội tụ trên toàn mặt phẳng Z trừ gốc tọa độ là vị trí các cực Z_{p1} và Z_{p2} .



Hình 2.9. Vị trí của cực và zêrô.

2.6.4 Biến đổi Z ngược

Tìm gốc $x(n)$ theo ảnh phức $X(Z)$ theo công thức:

$$x_n = \frac{1}{2\pi j} \oint_c X(z)z^{n-1} dz \quad (2-20)$$

c là đường cong khép kín bao quanh gốc tọa độ của mặt phẳng z theo chiều dương và nằm trong miền hội tụ của $x(z)$.

Trong thực tế ta có ba phương pháp tính biến đổi z ngược:

- Tính trực tiếp tích phân (2-20) dùng lý thuyết thặng dư,
- Khai triển thành chuỗi lũy thừa theo z hoặc z^{-1} ,
- Khai triển thành tổng các phân thức tối giản.

2.6.5 Các tính chất cơ bản của biến đổi Z

- *Tính chất tuyến tính:*

Giả sử $x(n)$ là tổ hợp tuyến tính của hai dãy $x_1(n)$ và $x_2(n)$

$$x(n) = ax_1(n) + bx_2(n); \quad a, b \text{ là các hằng số thì}$$

$$ZT[x(n)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [ax_1(n) + bx_2(n)]Z^{-n} = aX_1(Z) + bX_2(Z) \quad (2.21)$$

- *Tính chất trễ*

Nếu $y(n) = x(n - n_0)$ thì

$$ZT[x(n - n_0)] = Z^{-n_0}X(Z) \quad (2-22)$$

- *Nhân dãy với hàm mũ a^n*

Nếu $y(n) = a^n x(n)$ thì biến đổi Z là:

$$ZT[y(n)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a^n x(n) Z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n \left(\frac{Z}{a}\right)^{-n} = X\left(\frac{Z}{a}\right) \quad (2-23)$$

- *Đạo hàm của biến đổi Z*

$$\frac{dX(Z)}{dZ} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-n)x(n)Z^{n-1}$$

Nhân cả 2 vế với $-Z$ ta có:

$$-Z \frac{dX(Z)}{dZ} = -Z \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-n)x(n)Z^{n-1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} nx(n)Z^n$$

Từ đây suy ra

$$ZT[nx(n)] = -Z \frac{dX(Z)}{dZ} \quad (2-24)$$

- *Tích chập của hai dãy*

Nếu dãy $x_3(n)$ là tích chập của hai dãy $x_1(n)$ và $x_2(n)$ như sau:

$$x_3(n) = x_1(n) * x_2(n)$$

thì trong miền Z ta có:

$$X_3(Z) = X_1(Z) \cdot X_2(Z) \quad (2-25)$$

- *Tích của hai dãy*

Nếu $X_3(n)$ là tích của hai dãy $x_1(n)$ và $x_2(n)$ như sau:

$$x_3(n) = x_1(n) \cdot x_2(n)$$

thì trong miền Z ta có quan hệ

$$X_3(Z) = \frac{1}{2\pi j} \int X_1(\nu) X_2\left(\frac{Z}{\nu}\right) \nu^{-1} d\nu \quad (2-26)$$

- *Tương quan của hai tín hiệu*

Hàm tương quan của hai tín hiệu $x(n)$ và $y(n)$ được định nghĩa như sau:

$$r_{xy}(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)y(m-n)$$

thì trong miền Z ta có quan hệ

$$R_{xy}(Z) = X(Z)Y\left(\frac{1}{Z}\right) \quad (2-27)$$

- Định lý giá trị đầu

Cho ta giá trị tại gốc tọa độ của một dãy khi biết biến đổi Z của nó

$$X(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)Z^{-n} = x(0) + \frac{x(1)}{Z} + \frac{x(2)}{Z^2} + \dots + \frac{x(n)}{Z^n}$$

lấy lim của X(Z) khi $Z \rightarrow \infty$ ta có:

$$x(0) = \lim_{Z \rightarrow \infty} X(Z). \quad (2-28)$$

Ứng dụng các tính chất cơ bản của biến đổi Z ta có có bảng biến đổi Z thông dụng, giúp chúng ta tính nhanh hơn các biến đổi Z. Bảng 2.1 là biến đổi Z của các hàm thông dụng.

Bảng 2.1. Biến đổi Z thông dụng

Miền n	Miền Z	Miền hội tụ
$\delta(n)$	1	Toàn bộ mặt phẳng Z
$\delta(n - n_0)$	Z^{-n_0}	Toàn bộ mặt phẳng Z trừ tại 0 nếu $n_0 > 0$ trừ tại ∞ nếu $n_0 < 0$
$u(n)$	$\frac{1}{1-Z^{-1}}$	$ Z > 1$
$u(-n - 1)$	$\frac{1}{1-Z^{-1}}$	$ Z < 1$
$nu(n)$	$\frac{Z^{-1}}{(1-Z^{-1})^2}$	$ Z > 1$
$a^n u(n)$	$\frac{1}{1-aZ^{-1}}$	$ Z > a$
$-a^n u(-n - 1)$	$\frac{1}{1-aZ^{-1}}$	$ Z < a$

$na^n u(n)$	$\frac{aZ^{-1}}{(1-aZ^{-1})^2}$	$ Z > a$
$-na^n u(-n-1)$	$\frac{aZ^{-1}}{(1-aZ^{-1})^2}$	$ Z < a$
$(\cos \omega_0 n)u(n)$	$\frac{1-Z^{-1}\cos \omega_0}{1-2Z^{-1}\cos \omega_0 + Z^{-2}}$	$ Z > 1$
$(\sin \omega_0 n)u(n)$	$\frac{Z^{-1}\sin \omega_0}{1-2Z^{-1}\cos \omega_0 + Z^{-2}}$	$ Z > 1$
$a^n (\cos \omega_0 n)u(n)$	$\frac{aZ^{-1}\cos \omega_0}{1-2aZ^{-1}\cos \omega_0 + a^2 Z^{-2}}$	$ Z > a $
$a^n (\sin \omega_0 n)u(n)$	$\frac{1-aZ^{-1}\sin \omega_0}{1-2aZ^{-1}\cos \omega_0 + a^2 Z^{-2}}$	$ Z > a $

2.7 BIỂU DIỄN CÁC HỆ THỐNG RỜI RẠC TRONG MIỀN Z

Ta đã biết trong miền n hệ thống tuyến tính bất biến được đặc trưng bằng đáp ứng xung $h(n)$ nhưng việc phân tích hệ thống nhiều khi gặp khó khăn như tính tích chập, xét ổn định...

Để giải quyết khó khăn trong miền n ta chuyển cách biểu diễn hệ thống sang miền Z và đưa ra khái niệm về hàm truyền đạt của hệ thống rời rạc.

2.7.1 Hàm truyền đạt của hệ thống rời rạc

Hàm truyền đạt của hệ thống rời rạc là biến đổi Z của đáp ứng xung và được ký hiệu là $H(Z)$

$$H(Z) = ZT[h(n)] = \frac{Y(Z)}{X(Z)} \quad (2-29)$$

Ta xét hàm truyền đạt của một hệ thống rời rạc được mô tả bằng phương trình sai phân: quan hệ vào - ra của một hệ thống rời rạc tuyến tính bất biến được cho bởi phương trình sai phân sau đây:

$$\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) = \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \quad (2-30)$$

Lấy biến đổi Z của (2-30) ta được

$$ZT \left[\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) \right] = ZT \left[\sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \right]$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^N a_k y(n-k) \right] Z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \right] Z^{-n}$$

Sử dụng tính chất trễ và tính chất tuyến tính của biến đổi Z ta có:

$$\sum_{k=0}^N a_k ZT[y(n-k)] = \sum_{r=0}^M b_r ZT[x(n-r)]$$

$$\sum_{k=0}^N a_k Z^{-k} Y(Z) = \sum_{r=0}^M b_r Z^{-r} X(Z)$$

$$Y(Z) \sum_{k=0}^N a_k Z^{-k} = X(Z) \sum_{r=0}^M b_r Z^{-r}$$

Từ đó ta suy ra hàm truyền đạt $H(Z)$ với các hệ số a_k và b_r của phương trình sai phân như sau:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{r=0}^M b_r Z^{-r}}{\sum_{k=0}^N a_k Z^{-k}} \quad (2-31)$$

2.7.2 Biểu diễn hàm truyền đạt theo các cực và zêrô

Cũng giống như tín hiệu rời rạc, hàm truyền đạt $H(Z)$ của một hệ thống rời rạc có thể được biểu diễn bằng các điểm cực và các zêrô của nó như sau:

$$H(Z) = C \frac{\prod_{r=1}^M (1 - Z_{or} Z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - Z_{pk} Z^{-1})}$$

$$= CZ^{N-M} \frac{\prod_{r=1}^M (Z - Z_{or})}{\prod_{k=1}^N (Z - Z_{pk})} \quad (2-32)$$

2.7.3 Phân tích hệ thống trong miền Z

Các phần tử thực hiện:

- Phần tử trễ

Gọi $x(n)$ là đầu vào, $y(n)$ là đầu ra, quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của phần tử trễ trong miền Z sẽ là:

$$y(n) = x(n - 1)$$

$$ZT[y(n)] = ZT[x(n - 1)] \text{ suy ra } Y(Z) = Z^{-1}X(Z) \quad (2-33)$$

Như vậy phép trễ trong miền n được thay bằng Z^{-1} trong miền Z .

Trên hình 2.10a là sơ đồ khối phần tử trễ.

- Phần tử cộng

Gọi $x_i(n)$ là các đầu vào, $y(n)$ là đầu ra ta có quan hệ:

$$y(n) = \sum_{i=1}^M x_i(n)$$

Lấy biến đổi Z ta có:

$$ZT[y(n)] = ZT[\sum_{i=1}^M x_i(n)], \text{ suy ra } Y(Z) = \sum_{i=1}^M X_i(Z) \quad (2-34)$$

Trên hình 2.10b là sơ đồ khối của phần tử cộng

- Phần tử nhân với hằng số

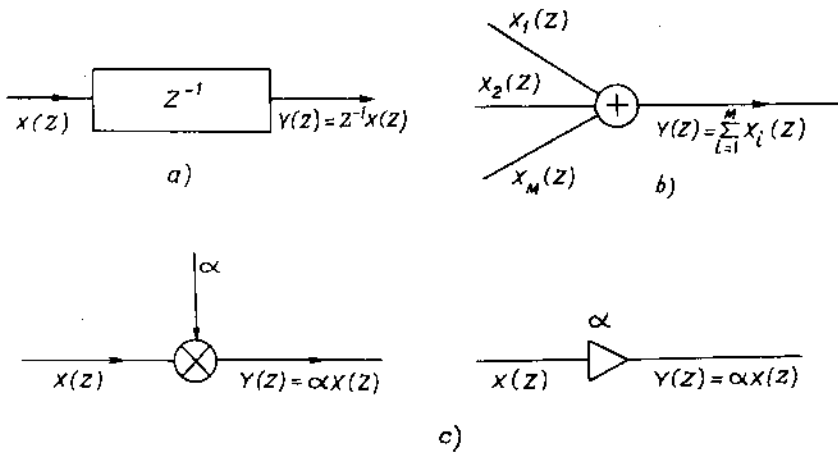
Gọi $x(n)$ là đầu vào, α là hằng số, $y(n)$ là đầu ra ta có quan hệ sau:

$$y(n) = \alpha x(n)$$

Lấy biến đổi Z ta có

$$ZT[Y(n)] = ZT[\alpha x(n)], \text{ suy ra } Y(Z) = \alpha X(Z) \quad (2-35)$$

Hình 2.10c là sơ đồ khối của phần tử nhân với hằng số



Hình 2.10 Phần tử trễ (a); Phần tử cộng (b); Phần tử nhân với hằng số (c).

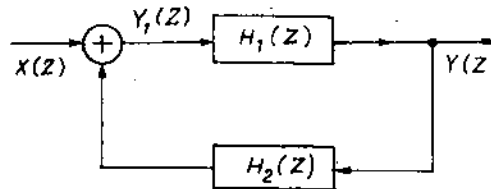
2.7.4 Phân tích hệ thống rời rạc

Việc phân tích hệ thống rời rạc dựa trên nguyên tắc chung sau đây:

- Tách hệ thống tổng quát thành các hệ thống nhỏ hơn
- Tìm quan hệ ghép nối

giữa các khối nhỏ hơn này

- Tìm hàm truyền đạt $H_1(Z)$ của các khối thành phần
- Tìm hàm truyền đạt của toàn hệ thống theo các $H_1(Z)$ và quy luật ghép nối.



Hình 2.11. Hệ thống rời rạc có phản hồi.

Ví dụ.

Cho hệ thống rời rạc có sơ đồ khối trên hình 2.11. Tìm hàm truyền đạt chung của hệ thống theo $H_1(Z)$ và $H_2(Z)$.

Trả lời:

Quan hệ $H_1(Z)$ và $H_2(Z)$ là quan hệ phản hồi. Đặt biến phụ $Y_1(Z)$

$$Y_1(Z) = X(Z) + H_2(Z)Y(Z)$$

$$Y(Z) = H_1(Z)Y_1(Z) = H_1(Z)[X(Z) + H_2(Z)Y(Z)]$$

$$= H_1(Z)X(Z) + H_1(Z)H_2(Z)Y(Z), \text{ từ đó suy ra:}$$

$$Y(Z) [1 - H_1(Z)H_2(Z)] = H_1(Z)X(Z), \text{ ta được hàm truyền đạt:}$$

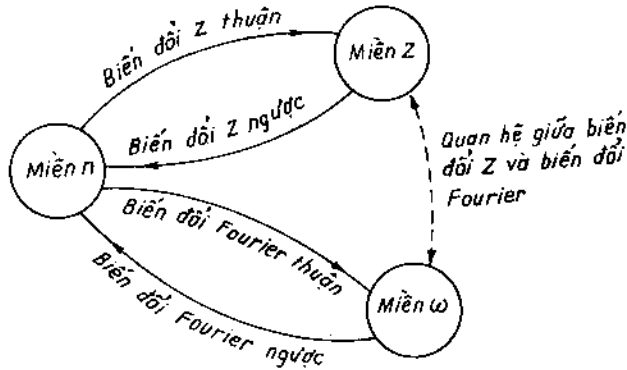
$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{H_1(Z)}{1 - H_1(Z)H_2(Z)}$$

2.8 BIỂU DIỄN HỆ THỐNG VÀ TÍN HIỆU RỜI RẠC TRONG MIỀN TẦN SỐ

Ta đã biết bằng biến đổi Z có thể nghiên cứu hệ thống và tín hiệu rời rạc và xác định hàm truyền đạt của chúng. Ta còn có thể sử dụng một công cụ toán học khác là biến đổi Fourier giúp cho việc biểu diễn hệ thống và tín hiệu rời rạc từ miền biến số độc lập n sang miền tần số liên tục ω . Sự liên hệ giữa các miền biểu diễn và các phép biến đổi được minh họa trên hình 2.12.

2.8.1 Biến đổi Fourier rời rạc (DFT- Discrete Fourier Transform)

Biến đổi Fourier rời rạc của dãy hàm tuần hoàn $x(n)$ có chu kỳ N được định nghĩa như sau:



Hình 2.12. Quan hệ giữa miền n, Z và ω .

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2-36)$$

Nếu ta đặt $W_N = e^{j\frac{2\pi}{N}}$, ta có:

$$W_N^{kn} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad W_N^{-kn} = e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

Ta có thể viết lại biểu thức biến đổi Fourier rời rạc (2-36) như sau:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (2-37)$$

Ta có thể biểu diễn DFT bằng ký hiệu toán tử như sau:

$$x(n) \xrightarrow{\text{DFT}} X(k)$$

Biến đổi Fourier rời rạc ngược IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) được định nghĩa như sau:

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (2-38)$$

hoặc

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}(k)W_N^{-kn} \quad (2-39)$$

Biến đổi Fourier rời rạc là phép biến đổi thực hiện tương ứng một vectơ $\tilde{X}(k)$ trong miền tần số rời rạc k với một vectơ xác định trong miền biến số n. Bản chất của DFT là biến đổi phức vì:

$$W_N^{kn} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = \cos\frac{2\pi}{N}kn - j\sin\frac{2\pi}{N}kn. \quad (2-40)$$

Đối với các dãy không tuần hoàn có chiều dài hữu hạn, DFT được định nghĩa như sau:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_n^{kn} \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (2-41)$$

và ký hiệu 0 k còn lại

$$X(k) \xrightarrow{\text{IDFT}} x(n)$$

Biến đổi Fourier ngược (IDFT) được định nghĩa

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_n^{-kn} \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (2-42)$$

và ký hiệu 0 k còn lại

$$X(k) \xrightarrow{\text{IDFT}} x(n) ,$$

ở đây ta gọi $X(k)$ là phổ rời rạc của tín hiệu $x(n)$, biểu diễn dưới dạng modul và argument ta có:

$$\begin{aligned} X(k) &= |X(k)| e^{j\varphi(k)} \\ \varphi(k) &= \arg[X(k)] \end{aligned} \quad (2-43)$$

$|X(k)|$ gọi là phổ biên độ rời rạc.

$\varphi(k)$ là phổ pha rời rạc.

2.8.2 Biến đổi Fourier nhanh (FFT- Fast Fourier Transform)

DFT trở thành phần tử quan trọng trong xử lý tín hiệu số bởi vì có thể xây dựng những thuật toán thực hiện DFT rất hiệu quả, cần ít phép tính, thực hiện rất nhanh. Khi tính DFT cho N điểm một cách trực tiếp theo (2-41) cần N phép nhân phức và $(N - 1)$ phép cộng phức. Vậy để tính N hệ số DFT ta cần thực hiện N^2 phép nhân phức và $(N - 1)N$ phép cộng phức.

Nếu chuyển (2-41) sang dạng lượng giác

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ (\text{Re}[x(n)] \cos\frac{2\pi nk}{N} + \text{Im}[x(n)] \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right)) \right\} - \\ &\quad - j(\text{Re}[x(n)] \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - \text{Im}[x(n)] \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right)) \end{aligned} \quad (2-44)$$

thì DFT có N điểm được tính với $4N^2$ phép nhân và $4(4N - 2)$ phép cộng. Ngoài ra còn phải cất giữ và dịch chuyển dãy các hệ số sin và cos tương ứng với các hệ số W_N^{nk} cũng như 2N mẫu thực của dãy vào $x(n)$ phức.

Dù cho có một số phép tính được đơn giản bớt nhờ các hệ số +1, 0 -1 nhưng độ phức tạp khi tính DFT trực tiếp tăng tỷ lệ với N^2 .

Thuật toán biến đổi Fourier nhanh FFT cho phép giảm bớt số lượng phép tính một cách đáng kể. Có nhiều thuật toán thực hiện FFT nhưng đều dựa trên tư tưởng thực hiện DFT N điểm bằng các DFT có số điểm ít hơn vì khi tính DFT trực tiếp do tính chất của các hàm lượng giác ta tính thừa nhiều quan hệ theo chỉ số n và k.

Ta nghiên cứu một dạng FFT đơn giản nhất gọi là thuật toán cơ số 2 phân chia theo thời gian (Radix 2 Decimation in Time, R2DIT) để chỉ quá trình tách DFT. Tên gọi cơ số 2 để chỉ số điểm DFT có thể viết dưới dạng $N = 2^L$, với L là số nguyên thường lấy giữa 3 và 18. Các phép liên kết cần thiết trong quá trình tách được thực hiện trong miền thời gian. Có thể nhận được kết quả DFT N điểm chẵn bất kỳ bằng tổ hợp kết quả thực hiện hai DFT N/2 điểm, do vậy chỉ cần thực hiện $2(N/2) = N^2/2$ phép tính.

Nếu ta tiến hành lặp lại liên tiếp và nhiều phép tách đôi, trong trường hợp thuật toán R2 bao giờ ta cũng có được 2^L thì cuối cùng ta chỉ cần thực hiện DFT nhỏ hai điểm.

Theo thuật toán R2DIT ta tách dãy vào $x(n)$ phức N điểm thành hai dãy $x_1(n)$ và $x_2(n)$ có N/2 điểm.

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x(2n), \quad n = 0, 1, \dots, (N/2) - 1 \\ x_2(n) &= x(2n + 1), \quad n = 0, 1, \dots, (N/2) - 1 \end{aligned} \quad (2-45)$$

Theo định nghĩa DFT N điểm, $X(k)$ là ảnh DFT của $x(n)$ được viết dưới dạng:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W_N^{(2n+1)k} \quad (2-46)$$

$$k = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$\text{Vì } W_N^2 = (e^{-j2\pi/N})^2 = e^{-j2\pi/(N/2)} = W_{N/2} \quad (2-47)$$

do đó (2-46) có thể được viết theo dãy $x_1(n)$ và $x_2(n)$ như sau:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n)W_{N/2}^k + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n)W_{N/2}^k \\ &= X_1(k) + W_N^k X_2(k), \quad (k = 0, 1, \dots, (N/2) - 1) \end{aligned} \quad (2-48)$$

trong đó $X_1(k) + X_2(k)$ là các DFT được chia đôi ($N/2$ điểm).

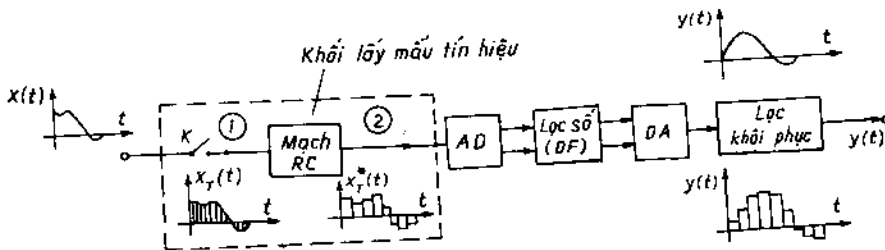
Trong trường hợp dùng thuật toán FFT để tính DFT N điểm ta chỉ cần $N \log_2 N$ phép tính phức. Ví dụ $N = 1024$ ta thực hiện nhanh hơn 100 lần. Trong thực tế một IC duy nhất có thể thực hiện FFT 64 điểm còn FFT 512 điểm được đặt trên một card duy nhất. Trong các máy tính nhỏ có thể chạy chương trình FFT 1024 - 4096 điểm, còn đối với máy tính lớn là trên 16.000 điểm.

2.9 BỘ LỌC SỐ

2.9.1 Nguyên lý quá trình lọc tín hiệu

Xét sơ đồ chức năng lọc tín hiệu liên tục trên hình 2.13.

Tín hiệu $x(t)$ được lấy mẫu theo thời gian bởi khóa điện tử K , nhịp lấy mẫu T thành tín hiệu lấy mẫu $x_T(t)$.



Hình 2.13. Quá trình lọc tín hiệu.

Tín hiệu $x_T(t)$ đưa vào mạch tích phân dùng bằng thời gian xử lý của bộ đổi tương tự số ADC. Thời gian duy trì mẫu phải nhỏ hơn thời gian lấy mẫu T . Kết quả đầu ra của mạch RC là tín hiệu được lấy mẫu và duy trì $x_T^*(t)$.

Trong bộ ADC mỗi mẫu được lượng tử hóa và chuyển thành mã. Số nhị phân của r bit của mỗi mẫu sẽ được biểu diễn bằng 0 hoặc 1 (không hoặc có xung).

Sự lượng tử hóa là việc gán cho mỗi mẫu một giá trị duy nhất trong số các mức giá trị có thể có được và bằng 2^r . Ví dụ $r = 10$ có $2^{10} = 1024$ mức giá trị. Mỗi bit được chuyển qua một đường riêng sao cho mẫu được mã hóa xuất hiện ở đầu ra của ADC dưới dạng tổ hợp nhị phân đồng thời ở r đường ra. Mức cao nhất có thể gồm r xung, mức thấp nhất gồm r giá trị 0. Từ mã càng dài tức là số bit trong từ càng lớn thì độ chính xác của mẫu càng lớn.

Dãy mẫu mã hóa được đưa vào bộ lọc số DF (Digital Filter), ở đó mã được tính toán theo các phép toán cộng, trừ, nhân, trễ của một thuật toán lọc nào đó. Ở đầu ra của DF xuất hiện mã mới là tín hiệu số đã được lọc.

Trong bộ đổi số - tương tự DAC mỗi mã tác động lên một nhóm các khóa điện tử điều khiển việc cộng các mức điện áp chuẩn của mỗi bit. Kết quả đầu ra của DAC ta được tín hiệu tương tự $y_1(t)$ có dạng bước. Cuối cùng tín hiệu qua mạch bốn cực có thể coi là lọc khôi phục, ở đó dãy tín hiệu tương tự có dạng bước $y_1(t)$ được chuyển thành tín hiệu ra liên tục $y(t)$.

Lưu ý là tất cả các hoạt động xử lý của mỗi mẫu phải nhỏ hơn thời gian lấy mẫu và cần đảm bảo sự đồng bộ cho các hoạt động của các khóa điện tử.

Vấn đề này được giải quyết bằng dãy xung đơn điều hòa tần số $\frac{1}{T}$ tạo nên bằng bộ dao động chuẩn.

Vì T là thông số chính của bộ lọc số do đó cần chú ý đặc biệt đến sự ổn định tần số của bộ dao động này.

Ưu điểm cơ bản của bộ lọc số là có độ tin cậy cao, sự ổn định của thông số mà các bộ lọc tương tự không thể có được.

2.9.2 Bộ xử lý tín hiệu số DSP

Bộ xử lý tín hiệu số DSP (Digital Signal Processor) là bộ xử lý chuyên dụng được thiết kế riêng cho việc thực hiện các lệnh số học, do đó thực hiện nhanh hơn bộ xử lý thông dụng. Chương trình của chúng sử dụng các lệnh số học nhiều hơn lệnh truyền dữ liệu và vào-ra. Nói chung DSP lấy mẫu tín hiệu vào sau đó chuyển qua bộ lọc thông thấp rồi tính toán các đầu ra mới. Các tín hiệu ra này đến lượt chúng được chuyển sang bộ đổi số-tương tự DAC. Các thao tác chính là phép nhân và tích lũy.

Theo định lý lấy mẫu Nyquist mọi thông tin tương tự có thể được khôi phục nếu tần số lấy mẫu bằng hoặc lớn hơn hai lần tần số cao nhất của tín hiệu ban đầu.

Các tín hiệu thực có thành phần tần số cao nhất tương đối nhỏ. Độ rộng dải BW (Band Width) được định nghĩa bằng tần số thành phần tín hiệu bằng một nửa công suất, 0,707 biên độ của thành phần một chiều. Độ rộng dải được tính gần đúng theo phương trình:

$$f_{BW} = \frac{0,35}{t_r} \quad (2-49)$$

t_r là thời gian sườn tăng của tín hiệu, được xác định từ 0,1 đến 0,9 trị số tín hiệu cuối, cho phép hệ thống nhận được ít nhất 5 mẫu trong khi mức tín hiệu tăng hoặc giảm nhanh.

Bộ lọc số đáp ứng xung tới hạn FIR (Finite Impulse Response Filter) có biểu thức đầu ra:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n - 1) + b_2x(n - 2) + \dots + b_Mx(n - M) \quad (2-50)$$

ở đây

M là số lần lấy mẫu cực đại

$y(n)$ là đầu ra của mẫu ở thời gian n

$x(k)$ là đầu vào của mẫu thời gian k

$b(k)$ là hệ số của bộ lọc của mẫu thời gian k

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n - k) \quad (2-51)$$

Trong chương 6 ta sẽ nghiên cứu kỹ cách thực hiện phần cứng và chương trình phần mềm cho FFT và DSP.

2.10 LẤY MẪU VÀ LƯU GIỮ TÍN HIỆU SỐ

Trong hệ thống điều khiển số các mẫu được lấy từ các đại lượng liên tục như điện áp, dòng điện, tốc độ... Vai trò của bộ lấy mẫu là biến đổi tín hiệu liên tục thành tín hiệu rời rạc. Trong bộ lấy mẫu tiếp điểm đóng lại để tín hiệu đi qua trong khoảng thời gian lấy mẫu. Trong thực tế khoảng thời gian lấy mẫu rất ngắn so với hằng số thời gian của các thời điểm $0, T, 2T, \dots$, trong đó T là chu kỳ lấy mẫu. Giữa hai lần lấy mẫu liên tiếp bộ lấy mẫu không nhận một thông tin nào. Phần tử lưu giữ sẽ chuyển đổi tín hiệu đã được lấy mẫu thành tín hiệu gần liên tục, tiệm cận với tín hiệu trước khi nó được lấy mẫu. Phần tử lưu giữ đơn giản nhất là phần tử chuyển đổi tín hiệu lấy mẫu thành tín hiệu bậc thang và không đổi giữa hai thời điểm lấy mẫu. Đó là phần tử đoạn thẳng, về toán học được biểu diễn bằng đa thức bậc không nên gọi là lưu giữ bậc không ZOH (Zero - Order - Hold), có hàm truyền đạt ZOH(s). Trên hình 2.15 là sơ đồ lấy mẫu và lưu giữ tín hiệu.

Phần tử lưu giữ có đặc tính của bộ lọc thông thấp, làm trơn tín hiệu lấy mẫu $x^*(t)$ là một dãy xung thành tín hiệu $x_h(t)$ có biên độ không đổi tính từ thời điểm lấy mẫu đến thời điểm lấy mẫu mới

$$x_h(t + kT) = x(kT) \quad 0 \leq t < T \quad (2-52)$$

Phần tử lưu giữ có chức năng tích phân tín hiệu xung $x^*(t)$ giữa hai thời điểm lấy mẫu kế tiếp nhau vì tích phân một xung cho ta một hằng số. Nếu coi đầu ra của bộ lấy mẫu là một chuỗi xung trọng lượng, ta có thể lập được quan hệ giữa tín hiệu liên tục và đầu ra của bộ lấy mẫu là:

$$x^*(t) = \delta_T(t).x(t) \quad (2-53)$$

$\delta_T(t)$ là một chuỗi xung đơn vị.

Có thể coi bộ lấy mẫu là bộ điều biến với đầu vào là tín hiệu điều biến $x(t)$ và chuỗi xung đơn vị là sóng mang như trên hình 2.16.

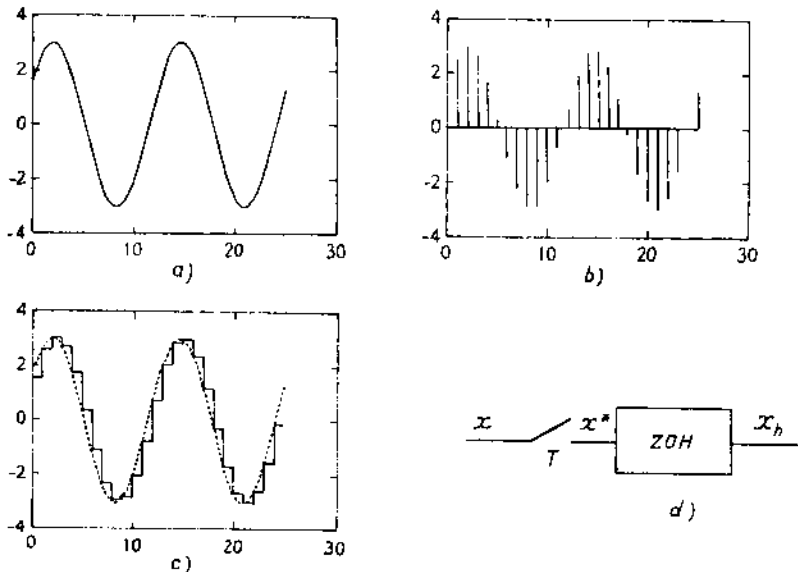
Biểu thức của chuỗi xung đơn vị

$$\delta_T = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (2-54)$$

trong đó $\delta(t - kT)$ là một xung đơn vị xuất hiện tại thời điểm $t = kT$, như vậy tín hiệu đã lấy mẫu có thể được viết là:

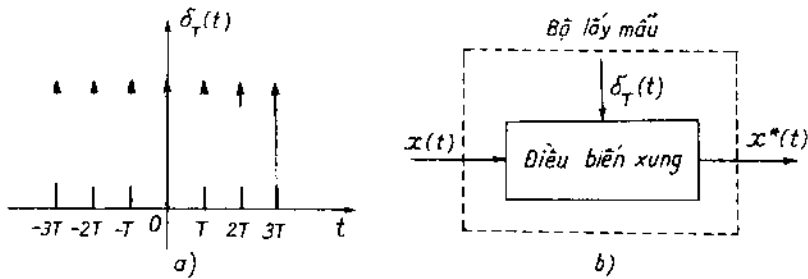
$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t).\delta(t - kT), \text{ hoặc} \quad (2-55)$$

$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT).\delta(t - kT) \quad (2-56)$$



Hình 2.15. Lấy mẫu và lưu giữ tín hiệu

- a) Tín hiệu vào $x(t)$; b) Tín hiệu lấy mẫu $x^*(t)$; c) Tín hiệu ra $x_h(t)$;
d) Sơ đồ lấy mẫu và lưu giữ.



Hình 2-16. Quan niệm về bộ lấy mẫu
a) Chuỗi xung đơn vị; b) Bộ lấy mẫu.

Vì biên độ của xung Dirac là vô cùng lớn nên để thuận tiện ta dùng chiều cao mũi tên để chỉ cường độ hay diện tích các hàm xung này. Trên hình 2.16a chiều cao mũi tên trên đồ thị $x^*(t)$ tương ứng với độ lớn của mỗi giá trị được lấy mẫu từ $x(t)$. Trong thực tế đa số các hàm thời gian lấy giá trị không nhỏ hơn gốc 0, do đó biểu thức của tín hiệu lấy mẫu là:

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - kT) \quad (2-57)$$

Đáp ứng xung là xung có chiều cao 1 và chiều rộng T sec. Biểu thức của đáp ứng xung là

$$h(t) = 1(t) - 1(t - T) \quad (2-58)$$

Hàm truyền là ảnh Laplace của $p(t)$

$$ZOH(p) = \{h(t)\} = \int_0^{\infty} [1(t) - 1(t - T)] e^{-pt} dt = (1 - e^{-pT})/p \quad (2-59)$$

Bảng 2.2 cho ta đáp ứng xung của tín hiệu lấy mẫu và biến đổi Z của nó.

Bảng 2.2. Đáp ứng xung. Tín hiệu bằng không khi $t, k < 0$

Biến đổi Laplace	Tín hiệu tương tự	$h(t)$	$h(k)$	Tín hiệu lấy mẫu	Biến đổi z
1	$\delta(t)$			$\delta(k)$	z^0
$e^{-\rho t}$	$\delta(t - \tau)$			$\delta[(k - k_0)/\Delta]$	z^{-k_0}
$\frac{1}{p}$	$\Gamma(t)$			$\Gamma(k/\Delta)$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{a}{p^2}$	at			ak/Δ	$a\Delta \cdot \frac{z}{(z-1)^2}$
$\frac{b}{p^3}$	$\frac{b}{2} t^2$			$\frac{b}{2} k^2/\Delta^2$	$\frac{b}{2} \Delta^2 \frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
$\frac{1}{p+a}$	e^{-at}			$(e^{-a\Delta})^k$	$\frac{z}{z-e^{-a\Delta}}$

Tiếp bảng 2-2.

Biến đổi Laplace	Tín hiệu tương tự	$h(t)$	$h(k\Delta)$	Tín hiệu lấy mẫu
$\frac{1}{p(1+Tp)}$	$1 - e^{-t/T}$			$\frac{z(1 - e^{-\Delta/T})}{(z-1)(z - e^{-\Delta/T})}$
$\frac{1}{(1+Tp)^2}$	$\frac{t}{T^2} e^{-t/T}$			$\frac{\Delta z e^{-\Delta/T}}{T^2(z - e^{-\Delta/T})^2}$
$\frac{1}{p(1+Tp)^2}$	$\frac{t}{T^2} (1 + \frac{t}{T^2}) e^{-t/T}$			$\frac{z\Delta(z(1 + \frac{1}{z} - \frac{\Delta}{T}) - 1 + \alpha + \frac{\Delta}{T})}{(z - \alpha)(z - \alpha)^2}$ $\alpha \equiv e^{-\Delta/T}$
$1 + 2\frac{\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}$	$\frac{\omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega_2 t)$			$z e^{-\xi\omega_0 \Delta} \sin(\omega_0 \Delta \sqrt{1-\xi^2})$ D $D = z^2 \cdot 2z e^{-\xi\omega_0 \Delta} \cos(\omega_0 \Delta \sqrt{1-\xi^2}) + e^{-\xi\omega_0 \Delta}$
$1 + 2\frac{\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}$	$1 \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}$ $e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega_2(t + \psi))$ $\omega_2 = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$ $\psi = \text{Arccos } \xi$			$\frac{z}{z-1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{a_0 z^2 + a_1 z}{D}$ $a_0 = \sqrt{1-\xi^2}$ $a_1 = e^{-\xi\omega_0 \Delta} \sin(\omega_0 \Delta \sqrt{1-\xi^2}) \Delta - \psi)$

MÔ HÌNH MÁY ĐIỆN VÀ THIẾT BỊ BIẾN ĐỔI

Việc nghiên cứu các tính chất của máy điện quay và thiết bị biến đổi bán dẫn công suất ở chế độ quá độ nhằm mục đích đánh giá khả năng chịu đựng của thiết bị với những ứng suất lớn về điện, nhiệt và cơ trong điều kiện làm việc khác nghiệt của chế độ quá độ, mặt khác cũng nhằm nhận biết các quy luật của thiết bị điều khiển nhằm duy trì chế độ làm việc định mức của máy điện và thiết bị biến đổi.

Ta biết rằng việc thiết kế thiết bị điện chủ yếu dựa trên các yêu cầu làm việc ở chế độ định mức. Tuy nhiên thiết bị điện cần phải sẵn sàng làm việc trong các điều kiện bất thường như xuất hiện ngắn mạch, mở máy,.... Các chế độ này chủ yếu dẫn đến ứng suất cơ như lực điện động trên dây quấn, cụ thể trong đầu dây quấn, mômen trên trục động cơ, ứng suất nhiệt.

Việc nhận biết hàm truyền của đối tượng điều khiển là cần thiết khi thiết kế các thiết bị điều khiển. Để nghiên cứu máy điện và thiết bị biến đổi trong quá trình làm việc bình thường cũng như ở chế độ quá độ cần xây dựng mô hình toán học cho máy điện và thiết bị biến đổi. Trước tiên ta nghiên cứu mô hình ở chế độ liên tục sau đó là mô hình ở chế độ rời rạc.

3.1 CÁC GIẢ THIẾT ĐƠN GIẢN

Để nghiên cứu máy điện ở chế độ quá độ ta đưa ra một số giả thiết đơn giản hóa sau đây:

3.1.1 Máy điện không bão hòa, quan hệ giữa dòng điện và từ thông là tuyến tính

3.1.2 Phân bố hình sin

Các dây quấn bố trí trên mạch từ của máy điện quay tạo nên sức từ động phân bố chu kỳ hình sin, nghĩa là chỉ chú ý tới sự phân bố không gian của điều hòa bậc nhất.

3.1.3 Mạch thông số tập trung

Giả thiết tiết diện của dây quấn đủ nhỏ để mật độ dòng điện phân bố đều, kết cấu đối xứng.

3.2 TÓM TẮT NHỮNG VẤN ĐỀ CƠ BẢN VỀ SỨC ĐIỆN ĐỘNG VÀ MÔMEN ĐIỆN TỪ CỦA HỆ THỐNG DÂY QUẤN CÓ DÒNG ĐIỆN CHẠY QUA

Khi n mạch (có hệ số tự cảm L_i) dòng điện i_i chạy qua có liên hệ hồ cảm thể hiện qua hệ số hồ cảm M_{ik} từ thông của dây quấn được xác định bởi biểu thức

$$\psi_i = L_i i_i + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n M_{ik} i_k \quad (3-1)$$

Sức điện động cảm ứng (s.d.d.) e_i trong dây quấn được xác định theo biểu thức:

$$e_i = - \frac{d\psi_i}{dt} \quad (3-2)$$

Đạo hàm (3-2) theo t và thế vào (3-1) ta thấy có 2 loại sức điện động cảm ứng trong dây quấn:

- Nếu L_i , M_{ik} , i_i và i_k không đổi, trong trường hợp cho phép chuyển động quay theo góc θ sẽ xuất hiện sức điện động quay:

$$e_{ir} = - \frac{\partial \psi_i}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}$$

- Nếu L_i , M_{ik} , i_i và i_k không đổi, góc quay θ không đổi, từ thông móc vòng chỉ biến thiên theo thời gian ta có sức điện động biến áp:

$$e_{it} = - \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial t} \right)_{\theta = \text{hằng}}$$

Sức điện động cảm ứng trong dây quấn i sẽ là:

$$e_i = e_{ir} + e_{it} = - \frac{\partial \psi_i}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} - \left(\frac{\partial \psi_i}{\partial t} \right)_{\theta = \text{hằng}} \quad (3-3)$$

Mômen điện từ:

$$M_{dt} = \frac{1}{2} \sum_i i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} + \sum_{i,k} i_i i_k \frac{\partial M_{ik}}{\partial \theta} \quad (3.4)$$

Ta nhận thấy sự biến đổi năng lượng điện từ thành cơ năng và ngược lại chỉ xảy ra khi trong biểu thức của công suất điện từ có mặt thành phần sức điện động quay.

Trong các áp dụng sau này ta coi mômen điện từ có chiều dương, gọi M_d là mômen động cơ và M_c là mômen cản. Phương trình chuyển động của động cơ có thể viết là:

$$M_d - M_c = J \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (3-5)$$

J là mômen quán tính của phần quay.

3.3 MÔ HÌNH CỦA MÁY ĐIỆN MỘT CHIỀU

3.3.1 Sơ đồ và phương trình tổng quát của máy điện một chiều

Sơ đồ tổng quát của máy điện một chiều cho trên hình 3.1a

- Trục O_d (trục dọc) ứng với trục từ của dây quấn kích từ, thường ký hiệu bằng chữ f

- Trục O_q (trục ngang) ứng với trục từ của một số dây quấn phụ cố định (ví dụ dây quấn bù) ta hình dung như một dây quấn ký hiệu là g .

Trên trục ngang O_q thường đặt chổi điện A, B của phần ứng. Lưu ý rằng giữa chổi điện A và B phần ứng tác động như một cuộn dây có trục từ luôn hướng theo trục ngang O_q , trên hình 3.1b biểu diễn chiều dòng điện phần ứng có chiều ngược nhau so với đường qua chổi điện khi các thanh dẫn phần ứng chuyển động. Lấy chiều quay theo chiều kim đồng hồ với quy ước dấu:

- Dòng điện dương tạo nên trong dây quấn của nó từ thông dương,
- Sức từ động dương tạo nên dòng điện dương trong dây quấn.

Quy ước dấu này dùng cho các máy điện quay, đối với điện áp các dây quấn đứng yên được coi như tải, dây quấn phần ứng như máy phát.

Các thông số đặc trưng cho máy điện một chiều:

a) Điện trở và điện cảm của dây quấn

- dây quấn kích từ trục dọc d : R_d và L_d
- dây quấn cố định (dây quấn bù) ngang trục q : R_g và L_g
- dây quấn phần ứng giữa hai chổi điện A và B: R_a và L_a

b) Hồ cảm giữa hai dây quấn theo trục ngang q : M_{gq}

c) Hồ cảm giữa cuộn kích từ f và phần ứng nếu chổi điện đặt theo trục dọc Od : M_{fd} , nếu chỉ có dòng điện kích từ i_f thì chỉ có từ thông $\psi_d = M_{fd} i_f$

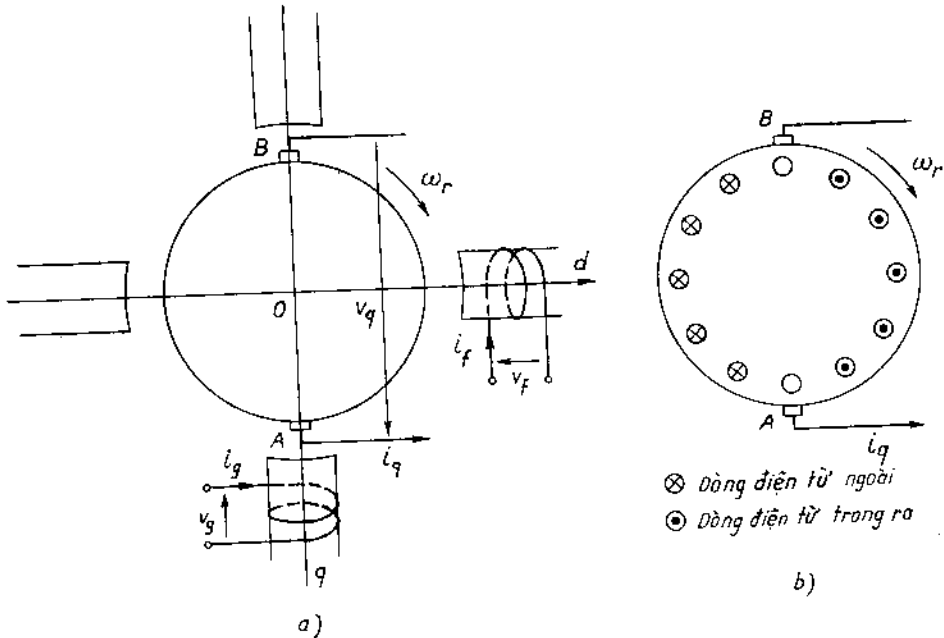
Quan hệ giữa từ thông và dòng điện là:

$$\begin{cases} \psi_d \\ \psi_f \end{cases} = \begin{cases} M_{fd} \\ L_f \end{cases} i_f \quad (3-6)$$

$$\begin{cases} \psi_q \\ \psi_g \end{cases} = \begin{cases} L_q & M_{gq} \\ M_{gq} & L_g \end{cases} \begin{cases} i_q \\ i_g \end{cases} \quad (3-7)$$

Các phương trình điện của 3 dây quấn là:

$$\left. \begin{aligned} u_f &= R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ u_g &= R_g i_g + \frac{d\psi_g}{dt} \\ u_q &= -R_q i_q - \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{aligned} \right\} \quad (3-8)$$



Hình 3.1. Sơ đồ máy điện một chiều

a) Sơ đồ tổng quát và quy ước chiều các dòng điện; b) Chiều dòng điện phản ứng.

Vì các dây quấn f và g cố định so với hệ tọa độ (O_d, O_q) nên hai phương trình đầu tiên của (3-8) chỉ xuất hiện s.d.đ. biến áp. Dây quấn phần ứng giữa hai chổi điện A và B tác động như cuộn dây trục từ O_q tạo nên sdd biến áp khi từ thông biến thiên theo trục này, ngoài ra vì dây quấn chuyển động sẽ xuất hiện sdd quay.

$$e_{qr} = \omega_r \psi'_{rd} = M_{fd} \omega_r i_f$$

Vì bỏ qua bão hòa ta coi sdd quay tỉ lệ thuận với tốc độ quay và dòng điện kích từ.

Công suất tức thời do máy điện một chiều tạo nên:

$$P_e = u_q i_q = -R_q i_q^2 - i_q \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi'_{rd} i_q \quad (3-9)$$

Công suất tức thời gồm 3 thành phần:

- Thành phần đầu tiên $R_q i_q^2$ ứng với tổn hao Joule,
- Thành phần thứ hai ứng với biến thiên của năng lượng từ trường tích lũy,
- Thành phần thứ ba là công suất cơ.

3.3.2 Máy điện một chiều tổng quát

Xét cấu trúc máy điện một chiều tổng quát trên hình 3.2, trong đó có 2 đôi chổi điện:

A_d và B_d theo trục dọc O_d

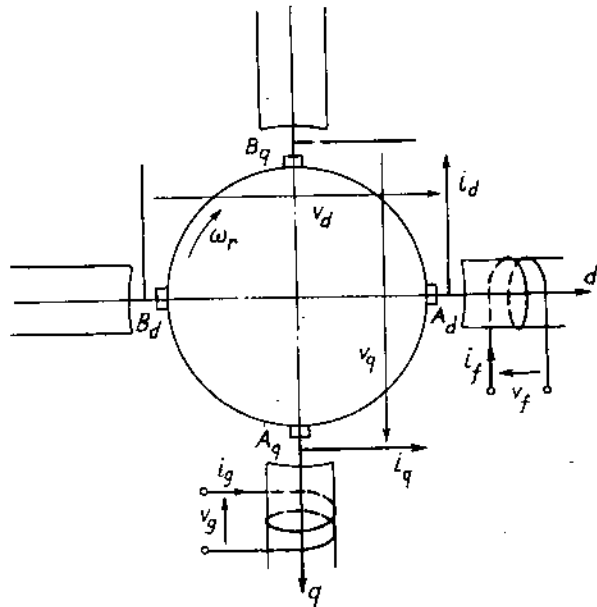
A_q và O_q theo trục ngang O_q

Điện trở phần ứng không đổi theo trục O_d và O_q:

$$R_d = R_q = R$$

Hình 3.2. Sơ đồ máy điện một chiều tổng quát.

Từ mục 3.3.1 ta suy ra các phương trình điện từ



$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_{fd} \\ M_{fd} & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & M_{gq} \\ M_{gq} & L_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_g \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

$$\left. \begin{aligned} u_f &= R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ u_g &= R_g i_g + \frac{d\psi_g}{dt} \\ u_d &= -R i_d - \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ u_q &= -R i_q - \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{aligned} \right\} \quad (3-12)$$

Hai phương trình cuối của (3-12) khác dấu là do góc quay cho phép chuyển từ từ thông trục ψ_q theo chiều dương của số quay với e_{dr} .

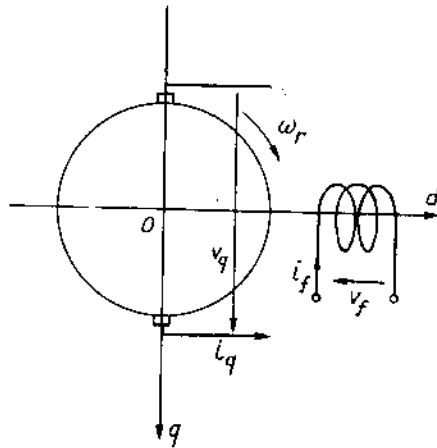
Công suất điện tức thời của máy điện một chiều

$$P_e = u_d i_d + u_q i_q = -R(i_d^2 + i_q^2) - \left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \omega_r (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

Mômen điện từ gắn với các sức điện động quay chia cho tốc độ

$$M_{dt} = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (3-13)$$

Loại máy điện một chiều này là máy điện có từ thông vuông góc thường dùng trong một số máy điện một chiều đặc biệt như máy điện khuếch đại. Ngày nay do sự phát triển của điện tử công suất người ta không dùng các máy điện khuếch đại nữa, nhưng hệ phương trình (3-12) thực tế không thay đổi đối với các loại



Hình 3.3. Máy điện một chiều không bàn.

máy điện quay khác, cụ thể là đối với máy điện xoay chiều.

Trên các trục dọc và ngang ta còn có thể thấy các dây quấn kích từ nối tiếp hoặc song song, đó là các dây quấn bù và dây quấn đổi chiều.

3.3.3 Ảnh hưởng của dây quấn bù

Ta sẽ nghiên cứu sơ lược ảnh hưởng của dây quấn bù phản ứng phần ứng đối với tính năng của máy điện một chiều ở chế độ quá độ.

a) Máy điện không bù

Khi không có dây quấn g sơ đồ tổng quát hình 3.2 dẫn tới hình 3.3. Hệ phương trình từ (3-6) đến (3-9) trở thành:

$$\left. \begin{aligned} u_f &= L_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \\ u_q &= -R_q i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_q + M_{fd} \omega_r i_f \\ M_{dt} &= M_{fd} i_f i_q \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

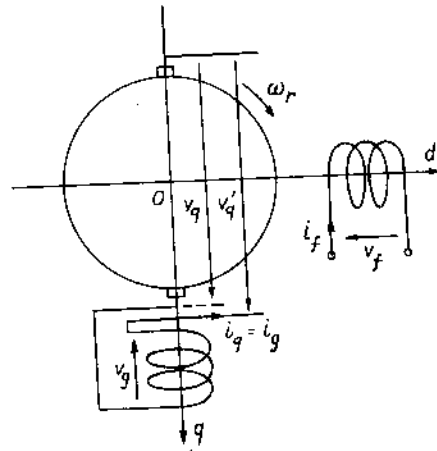
b) Máy điện một chiều có bù phản ứng phần ứng

Để bù phản ứng phần ứng, dây quấn g phải được mắc nối tiếp với dây quấn q sao cho dòng điện i_g và i_q bằng nhau và trái dấu. Theo hình 3.4 ta thấy xuất hiện điện áp mới trên các cực

$$\begin{aligned} u'_q &= u_q + u_g \\ i_g &= -i_q \end{aligned}$$

Thế vào các phương trình từ (3-6) đến (3-9) ta được:

$$\left. \begin{aligned} u_f &= R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \\ u'_q &= -(R_q + R_g) i_q - (L_q + L_g - 2M_{gq}) \frac{di_q}{dt} + M_{fd} \omega_r i_f \\ M_{dt} &= M_{fd} i_f i_q \end{aligned} \right\} \quad (3-15)$$



Hình 3.4. Máy điện một chiều có bù.

Ta nhận thấy hệ phương trình (3-15) cũng cùng nguồn gốc phương trình (3-14). Việc bù không làm thay đổi các quy luật biến thiên về định tính, nhưng về định lượng bù hợp lý sẽ tạo nên

$$L_{q1} + L_g - 2M_{gq1} \ll L_{q1}$$

do vậy bù sẽ làm giảm đáng kể điện cảm phản ứng, do đó làm giảm hàng số thời gian ở chế độ quá độ. Từ đó suy ra kết luận: Dù có bù phản ứng phần ứng hay không thì máy điện một chiều cũng tuân theo hệ phương trình (3.14) nhưng khi bù phản ứng phần ứng phải thêm R_g vào R_{q1} và thay thế L_{q1} bằng một điện cảm có giá trị nhỏ hơn nhiều.

3.3.4 Điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều bằng tác động lên điện áp phần ứng

Tiếp theo ta xét một ví dụ về việc điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều

$$\text{Đặt} \quad R = R_g + R_{q1}$$

$$L = L_{q1} + L_g - 2M_{gq1}$$

Các phương trình (3-14) áp dụng cho chế độ động cơ, coi i_q và âm. Nếu ta không thay đổi điện áp kích từ, phương trình đầu tiên chứng tỏ dòng điện i_q không thay đổi và bằng giá trị dòng kích từ ban đầu I_{f0} . Hệ thống phải tuân theo phương trình (3-14)

Vì $i_f = I_{f0}$, không đổi, hệ thống (3-14) là tuyến tính và có thể áp dụng biến đổi Laplace cho các sai phân, do đó dẫn đến phương trình sai phân

$$\Delta u_q(p) = M_{fd}I_{f0}\Delta\omega_r(p) - (R + Lp)\Delta i_q(p)$$

$$\Delta C_m(p) = Jp\Delta\omega_r(p) + M_{fd}I_{f0}\Delta i_q(p)$$

Giải hệ phương trình sai phân này tìm được $\Delta\omega_r(p)$ và $\Delta i_q(p)$ theo biến thiên điện áp phần ứng $\Delta u_q(p)$ và mômen cơ $\Delta M_c(p)$

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_n(p) &= \frac{M_{fd}I_{f0}\Delta U_q(p) + (R + Lp)\Delta M_c(p)}{(M_{fd}I_{f0})^2 + Jp(R + Lp)} \\ \Delta i_q(p) &= \frac{-Jp\Delta U_q(p) + M_{fd}I_{f0}\Delta M_c(p)}{(M_{fd}I_{f0})^2 + Jp(R + Lp)} \end{aligned} \right\} \quad (3-16)$$

Phương trình (3-16) cho ta ảnh hưởng của $\Delta U_q(p)$ và $\Delta M_c(p)$ đến tốc độ và dòng điện phần ứng. Theo quan điểm điều chỉnh ta có thể nghiên cứu hàm

truyền giữa tốc độ và điện áp phần ứng. Ví dụ nếu giả thiết mômen không đổi và phản ứng phần ứng được bù hết ($L = 0$) hàm truyền trở nên biểu thức đơn giản:

$$\frac{\Delta\omega_r(p)}{\Delta U_q(p)} = \frac{k_i}{1 + T_m p},$$

với
$$k_i = \frac{1}{M_{fd}I_{fo}}, \quad T_m = \frac{RJ}{(M_{fd}I_{fo})^2}$$

T_m là hằng số thời gian cơ của động cơ

* Ví dụ bằng số cho đặc tính động cơ và của tải

- điện trở và điện cảm phần ứng (giả thiết có bù):

$$R = 0,05\Omega, \quad L = 1 \text{ mH}$$

- mômen quán tính của phần quay $J = 100 \text{ kg.m}^2$

Điều kiện đầu:

$$U_{q0} = 200V, \quad I_{q0} = -200A, \quad \omega_{r0} = 47,5 \text{ rad/s}$$

tao nên hằng số $M_{fd}I_{fo} = 4 \text{ Wb}$.

Nghiên cứu biến thiên tốc độ: bắt đầu từ chế độ này ta giảm đột ngột điện áp U_q 20V

$$\Delta U_q(p) = -\frac{20}{p}$$

còn mômen cơ vẫn không đổi $\Delta M_c(p) = 0$

Theo phương trình (3-16) ta có thể tìm được gốc tọa độ và dòng điện theo thời gian

$$\omega_r(t) = 42,5 + 5,4\exp(-3,4t) - 0,4\exp(-46,6t)$$

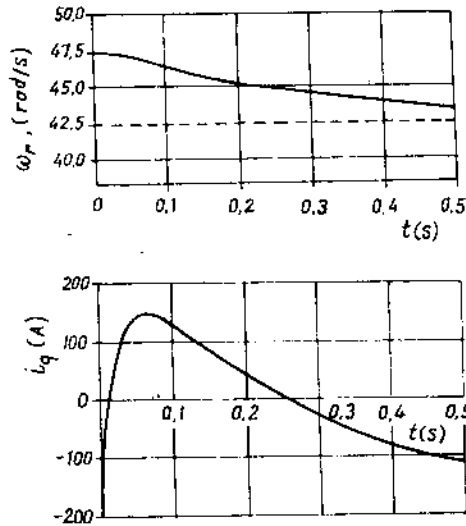
$$i_q(t) = -200 + 464[\exp(-3,4t) - \exp(-46,6t)].$$

Các quy luật biến thiên này được vẽ trên hình 3-5, ta nhận thấy rằng biến thiên điện áp 20V làm xuất hiện dòng điện ngược, do đó sinh ra ảnh hưởng giảm tốc lớn nhưng không vượt quá giá trị định mức của nó. Sau khi xuất hiện biến thiên dòng điện với hằng số thời gian L/R , dòng điện và tốc độ trở về giá trị ổn định với hằng số thời gian cơ bằng:

$$\frac{RJ}{(M_{fd}I_{fo})^2}$$

Mô hình toán học của máy điện một chiều nghiên cứu ở trên cho phép giải quyết vấn đề tính toán hệ thống điều khiển, ngay cả trường hợp động cơ được nối với bộ chỉnh lưu có điều khiển.

Đặc tính của máy điện một chiều cụ thể là mức bù phản ứng phản ứng có ảnh hưởng rất lớn đến đặc tính của bộ chỉnh lưu và có thể đánh giá ảnh hưởng này bằng mô hình toán học của máy điện một chiều.



Hình 3-5. Tốc độ và dòng điện phần ứng động cơ kích từ độc lập khi đột nhiên biến thiên điện áp phần ứng.

3.4 MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA MÁY ĐIỆN XOAY CHIỀU

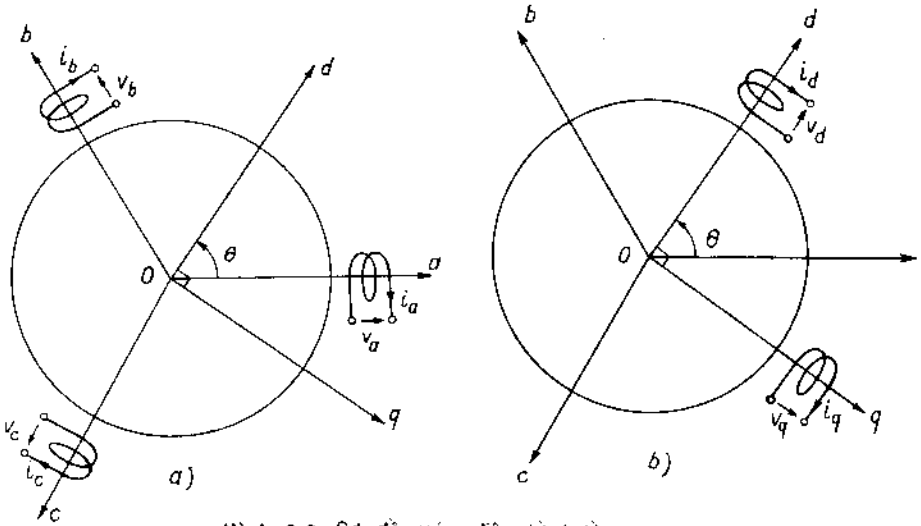
3.4.1 Sơ đồ máy điện xoay chiều

Xét máy điện quay ba pha (đồng bộ hoặc không đồng bộ) stato là mạch từ tạo từ trường quay có bố trí 3 dây quấn a, b, c có trục từ lệch nhau $\frac{2\pi}{3}$ đối với máy hai cực ($p = 1$) như hình 3.6a

Máy điện có thể thuộc loại bất kỳ, ở đây không thể hiện dây quấn rôto. Quan hệ giữa từ thông và dòng điện là hàm số của góc quay đặc trưng cho vị trí tức thời của rôto đối với stato. Ta có thể đơn giản hóa việc nghiên cứu máy điện xoay chiều ba pha thực bằng phép thay đổi biến số gọi là biến đổi Park biểu diễn máy điện thực theo hai trục tọa độ vuông góc (O_d và O_q). Trục O_d (trục dọc) làm với pha a góc θ và trục ngang O_q chậm sau O_d một góc $\pi/2$ (hình 3.6b).

3.4.2 Biến đổi Park

Dưới dạng ma trận sự thay đổi biến theo hệ tọa độ d, q và tọa độ tự nhiên a, b, c được biểu diễn bằng phương trình:



Hình 3.6. Sơ đồ máy điện tử trường quay
 a) Dây quấn thực a, b và c; b) Dây quấn giả tưởng d và q.

$$\begin{array}{c}
 i_d \\
 i_q = \frac{2}{3} \\
 i_o
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cos \theta \\
 \sin \theta \\
 \frac{1}{2}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 \frac{1}{2}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\
 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\
 \frac{1}{2}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 i_a \\
 i_b \\
 i_c
 \end{array}
 \quad (3-17)$$

ở đây i_d - dòng điện dọc trục

i_q - dòng điện ngang trục

i_o - thành phần dòng điện tương đương với thành phần thứ tự không, để hệ thống (3.17) có tính chất nghịch đảo, nhưng chỉ khi i_o có mặt, tổng $i_a + i_b + i_c$ khác không. Ta có thể viết phương trình (3-17) dưới dạng rút gọn:

$$i_{dqo} = A i_{abc} \quad (3-18)$$

A là ma trận Park.

Nghịch đảo của (3-17) cho ta tọa độ thực theo tọa độ vuông góc:

$$\begin{array}{c}
 i_a \\
 i_b \\
 i_c
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 \cos \theta \\
 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \sin \theta \\
 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 1 \\
 1 \\
 1
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 i_d \\
 i_q \\
 i_o
 \end{array}
 \quad (3-19)$$

hoặc dưới dạng rút gọn:

$$i_{abc} = A^{-1}i_{dqo} \quad (3-20)$$

Nếu chú ý đến các hệ số của hai dòng đầu tiên của (3-17) và hai cột đầu của (3-19) ta nhận thấy các dây quấn a, b, c xếp chồng tạo nên sức từ động phân bố hình sin theo θ có cực đại lần lượt trùng với trục pha Oa, Ob, Oc có thể được thay thế bằng hai cuộn dây giả tưởng d và q có trục từ luôn cố định so với các trục Od và Oq như hình 3.6b.

Sự thay đổi biến số cũng được áp dụng cho hệ thống điện áp u_a, u_b, u_c và từ thông ψ_a, ψ_b, ψ_c của stato. Các phương trình tổng quát có dạng:

$$u_{dqo} = Au_{abc} \quad (3-21)$$

$$u_{abc} = A^{-1}u_{dqo} \quad (3-22)$$

$$\psi_{dqo} = A\psi_{abc} \quad (3-23)$$

$$\psi_{abc} = A^{-1}\psi_{dqo} \quad (3-24)$$

3.4.3 Phương trình Park

Không phụ thuộc vào dây quấn rôto, ba dây quấn trên hình 3.6a tuân theo các phương trình tổng quát:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= -R_a i_a - \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= -R_a i_b - \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= -R_a i_c - \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-25)$$

R là điện trở một pha của stato. Ta viết dưới dạng ma trận tổng quát

$$u_{abc} = -R_a i_{abc} - \frac{d}{dt} \psi_{abc}$$

Áp dụng biến đổi Park cho hệ phương trình (3-20), (3-21) và (3-24) ta được

$$\begin{aligned} V_{dqo} &= AV_{abc} = -R_a A i_{abc} - A \frac{d}{dt} \psi_{abc} \\ &= -R_a A A^{-1} i_{dqo} - A \frac{d}{dt} (A^{-1}) \psi_{dqo} - A A^{-1} \frac{d}{dt} \psi_{dqo} \end{aligned}$$

Ta nhận thấy

$$A. \frac{d}{dt} (A^{-1}) = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \frac{d\theta}{dt}$$

từ đó, bằng cách khai triển ta có:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -R_a i_a - \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\theta}{dt} \\ u_q &= -R_a i_q - \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\theta}{dt} \\ u_o &= -R_a i_o - \frac{d\psi_o}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

3 phương trình (3-26) tạo nên các phương trình Park.

Ta nhận thấy có sự trùng hợp hoàn toàn của hai phương trình đầu tiên với hai phương trình cuối của máy điện một chiều tổng quát (3-12), chỉ có điều khác là ở đây $\frac{d\theta}{dt}$ không phải là tốc độ quay ω_r . Vì đây quán giả tưởng d và q của hình 3.6b tương tự dây quấn phản ứng của máy điện một chiều: các trục từ cố định so với tọa độ tạo nên bởi trục Od và Oq nhưng thanh dẫn chuyển động so với trục tọa độ. Ta có thể đi đến kết luận: Biến đổi Park đối với dây quấn ba pha a, b, c cũng giống như biến đổi của colectơ lên phần ứng máy điện một chiều.

3.4.4 Công suất và mômen

Công suất tức thời của dây quấn a, b, q ở mọi thời điểm bằng

$$p_c = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c$$

bằng biến đổi Park theo (3-20) và (3-22) ta tìm được về thứ hai

$$p_c = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q + 2u_o i_o). \quad (3.27)$$

Khi sử dụng phương trình (3-26) ta có:

$$\begin{aligned} p_c &= -\frac{3}{2} R_a (i_d^2 + i_q^2 + i_o^2) - \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} + 2i_o \frac{d\psi_o}{dt} \right) \\ &\quad + \frac{3}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \frac{d\theta}{dt} \end{aligned}$$

Ta nhận thấy trong biểu thức p_c có 3 thành phần:

- thành phần $-\frac{3}{2}R_a(i_d^2 + i_q^2 + i_o^2)$ biểu diễn tổn hao Joule trong phần ứng

- thành phần $-\frac{3}{2}(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} + 2i_o \frac{d\psi_o}{dt})$ biểu diễn biến

thiên theo thời gian của năng lượng từ trường tích lũy.

- thành phần $\frac{3}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \frac{d\theta}{dt}$ gán với công suất cơ biến đổi thành

công suất điện trong máy. Trong trường hợp tọa độ gán với rôto, khi đó là tốc độ tức thời, mômen điện từ bằng:

$$M_{dt} = \frac{3}{2}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3-28)$$

Kết quả này một lần nữa trùng với biểu thức (3-13) đối với máy điện một chiều tổng quát.

3.4.5 Khái niệm về máy điện tổng quát

Biến đổi Park có thể áp dụng cho các loại máy điện xoay chiều bất kỳ. Việc chọn tọa độ (Od, Oq) phụ thuộc vào cấu trúc của máy và loại bài toán thường gặp.

Ví dụ với máy điện đồng bộ nên chọn tọa độ gán với rôto và tính đến tính đối xứng của máy. Đối với máy điện không đồng bộ biến đổi Park có thể áp dụng cho stato và rôto. Sự đối xứng mạch từ cho phép tùy ý chọn hệ tọa độ.

Biến đổi Park cũng được ứng dụng cho các loại máy điện khác như máy điện phản kháng, máy điện xoay chiều có vành góp...

Nhờ biến đổi Park quan hệ giữa từ thông và dòng điện được đơn giản hóa và thực tế giống như trường hợp máy điện một chiều tổng quát.

Biến đổi Park cho ta thấy rõ sự tương tự của quá trình biến đổi năng lượng điện cơ của các loại máy điện quay khác nhau vì thế ta gọi các phương trình Park là phương trình máy điện tổng quát. Các phương pháp nghiên cứu quá trình quá độ của các loại máy điện khác nhau có nhiều đặc điểm chung. Tuy nhiên đối với từng loại máy điện khác nhau cũng có những nét riêng cần lưu ý.

3.5 MÁY ĐIỆN ĐỒNG BỘ

3.5.1 Lập phương trình máy điện đồng bộ sử dụng biến đổi Park

Cho máy điện đồng bộ ba pha, hai cực, sơ đồ biểu diễn trên hình 3.7 ta

nhận thấy:

- Trên stato ba dây quấn pha a, b, c có các trục lệch pha $2\pi/3$.

- Trên rôto dây quấn kích từ ký hiệu bằng chỉ số f:

Trục Od của hệ tọa độ (Od, Oq) chọn trùng với trục từ cuộn kích từ.

Khi quay vị trí Od được đặc trưng bằng góc

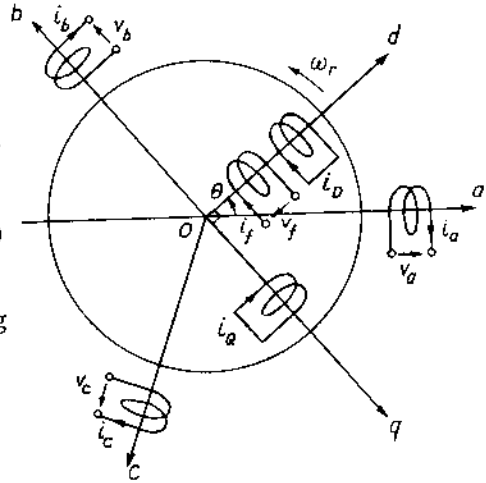
$$\theta = (Oa, Od)$$

và vận tốc góc ω_r bằng: $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$

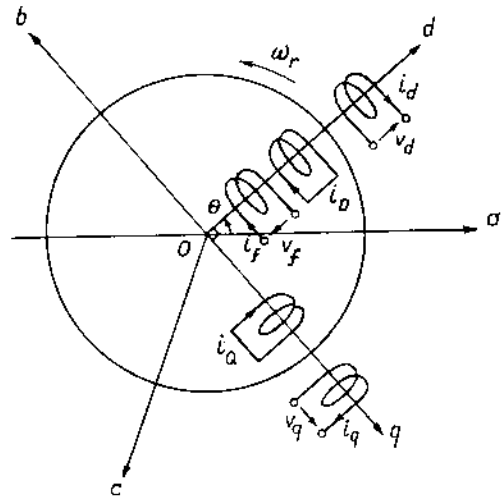
Trên rôto có bố trí các dây quấn cân dục ngắn mạch. Ta có thể biểu diễn bằng hai dây quấn ngắn mạch D theo trục dọc Od và Q theo trục ngang Oq.

Nếu các dây quấn stato được xem như máy phát và dây quấn kích từ xem như tải các phương trình điện của 6 dây quấn là:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= -R_a i_a - \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= -R_a i_b - \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= -R_a i_c - \frac{d\psi_c}{dt} \\ u_f &= R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\ 0 &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \end{aligned} \right\} (3-30)$$



Hình 3.7. Sơ đồ dây quấn thực của máy điện đồng bộ.



Hình 3.8. Sơ đồ máy điện đồng bộ theo trục d và q.

trong đó R_a là điện trở pha của dây quấn phần ứng.

R_D và R_Q điện trở dây quấn cản

R_f là điện trở dây quấn kích từ.

Sau khi áp dụng biến đổi Park các phương trình (3-30) tương tự như (3-25) được thế vào (3-26) và được biểu diễn theo các đại lượng d và q trên hình 3.8.

Trên hình 3.8 các quan hệ giữa từ thông và dòng điện thể hiện tương tác từ giữa các cuộn dây có trục từ cố định với nhau, mặt khác hai họ vuông góc nhau. Các quan hệ này là tuyến tính do giả thiết máy không bão hòa, các hệ số không phụ thuộc θ và được phân chia thành hai hệ thống đối xứng. Một hệ thống cấp 3 ứng với các dây quấn d , f và D của trục dọc, một hệ thống cấp 2 ứng với các dây quấn q và Q của trục ngang và thành phần cuối cùng biểu thị quan hệ giữa ψ_o và i_o .

Để thuận tiện cho việc biểu diễn các đại lượng khác nhau ta thường dùng đơn vị tương đối. Các giá trị tương đối được ký hiệu bằng chữ nhỏ bằng tỷ số của đại lượng thực và đại lượng định mức của nó.

Theo đại lượng tương đối ta có thể biểu diễn các phương trình của máy điện đồng bộ:

Các phương trình điện

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -r_a i_d - \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ u_q &= -r_a i_q - \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_r \psi_d \\ u_o &= -r_a i_o - \frac{d\psi_o}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-31)$$

$$u_f = r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (3-32)$$

$$0 = r_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (3-33)$$

$$0 = r_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (3-34)$$

Các phương trình từ:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & m_{af} & m_{ad} \\ m_{af} & l_f & m_{fd} \\ m_{ad} & m_{fd} & l_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_q & m_{aq} \\ m_{aq} & l_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

$$\psi_0 = l_0 i_0 \quad (3-37)$$

Các phương trình năng lượng:

$$M_{dt} = \omega(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3-38)$$

$$M_c - M_{dt} = \frac{2H}{\omega} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3-39)$$

trong đó: l_d, l_q là điện cảm gắn với các điện kháng đặc trưng cho chế độ xác lập đồng bộ với tần số ω ; H là hằng số động năng.

- điện kháng đồng bộ dọc trục $x_d = l_d \omega$ (3-40)

- điện kháng đồng bộ ngang trục $x_q = l_q \omega$ (3-41)

- điện cảm l_{ff}, l_{DD}, l_{QQ} là các điện cảm của các dây quấn f, D, Q và m_{fd} là hồ cảm giữa dây quấn f và D.

- hồ cảm giữa một pha stato a, b, c và dây quấn rôto ví dụ m_{af} là hồ cảm giữa pha a và cuộn kích từ trực tiếp tham gia vào biểu thức của sức điện động trong.

- điện cảm l_0 gắn với điện kháng thứ tự không:

$$x_0 = l_0 \omega.$$

3.5.2 Ví dụ ứng dụng

Hệ phương trình (3-31) đến (3-39) cho phép nghiên cứu đặc tính của máy điện đồng bộ ở chế độ bất kỳ. Khi tốc độ coi là không đổi hệ thống là các phương trình tuyến tính, có thể giải bằng giải tích. Tuy nhiên nói chung vì tốc độ thay đổi cần có các bộ điều chỉnh điện áp và tốc độ các phương trình trên khá phức tạp, cần được xử lý bằng máy tính.

Ở chế độ xác lập đồng bộ ta có:

$$u_f = r_f i_f \quad (3-42)$$

$$u_d = -r_a i_d - x_q i_q \quad (3-43)$$

$$\begin{aligned} u_q &= -r_a i_q + x_d i_d + e \\ e &= m_{af} \omega i_f. \end{aligned} \quad (3-44)$$

Ta nghiên cứu các thông số đặc trưng của máy điện đồng bộ ở chế độ quá độ. Ở đây ta giới hạn tốc độ là không đổi, bằng tốc độ đồng bộ, nghĩa là chỉ xét đến quá độ điện từ, bỏ qua quá độ điện cơ và không có thành phần thứ tự không. Ta có thể áp dụng biến đổi Laplace cho các biến thiên của các đại lượng điện. Các phương trình (3-31) đến (3-34) trở thành:

$$\begin{aligned} \Delta u_d(p) &= -r_a \Delta i_d(p) - p \Delta \psi_d(p) - \omega \Delta \psi_q(p) \\ \Delta u_q(p) &= -r_a \Delta i_q(p) - p \Delta \psi_q(p) + \omega \Delta \psi_d(p) \end{aligned} \quad (3-45)$$

$$\Delta u_f(p) = r_f \Delta i_f(p) + p \Delta \psi_f(p) \quad (3-46)$$

$$0 = r_D \Delta i_D(p) + p \Delta \psi_D(p) \quad (3-47)$$

$$0 = r_O \Delta i_O(p) + p \Delta \psi_O(p). \quad (3-48)$$

Trong các phương trình (3-35) và (3-36) nên thay thế ψ và i bằng các sai phân Δ theo p .

Khử Δi_f , $\Delta \psi_f$, Δi_D và $\Delta \psi_D$ trong 5 phương trình (3-35), (3-46) và (3-47)

Phương trình còn lại xuất hiện $\Delta \psi_d$ như hàm tuyến tính của Δi_d và Δu_f . Các hệ số là phân thức bậc 2 của p :

$$\Delta \psi_d(p) = l_D(p) \Delta i_d(p) + g(p) \Delta u_f(p). \quad (3-49)$$

Tử và mẫu số của $l_D(p)$ và $g(p)$ có các nghiệm thực và âm có thể biểu diễn dưới dạng:

$$l_D(p) = \frac{x_d (1 + T'_d p)(1 + T''_d p)}{\omega (1 + T'_{d0} p)(1 + T''_{d0} p)} \quad (3-50)$$

hàm truyền kích từ toán tử:

$$g(p) = \frac{m_{af}}{r_f} \frac{1 + T_D p}{(1 + T'_{d0} p)(1 + T''_{d0} p)} \quad (3-51)$$

Các hằng số thời gian T'_d và T'_{d0} là hằng số thời gian quá độ cỡ 1s và lớn hơn còn hằng số thời gian T''_d , T''_{d0} và T_D là hằng số thời gian siêu quá độ cỡ 0,1s và nhỏ hơn.

Vì chế độ biến thiên khá chậm (tần số tương đương cỡ 1 Hz) do đó điện kháng quá độ dọc trục

$$x'_d = x_d \frac{T'_d}{T'_{d0}} \quad (3-52)$$

với $x'_d \approx 0,1 x_d$.

Các chế độ biến thiên nhanh có mật điện kháng siêu quá độ dọc trục

$$x''_d = x'_d \frac{T''_d}{T''_{d0}} \quad (3-53)$$

với $x''_d \approx 0,7x'_d$.

Ta khử Δi_Q và $\Delta \psi_Q$ giữa ba phương trình (3-34) và (3-36)

Phương trình còn lại có thể được viết:

$$\Delta \psi_q(p) = l_q(p) \Delta i_q(p) \quad (3-54)$$

$l_q(p)$ là phân thức bậc I của q , có thể viết dưới dạng:

$$l_q(p) = \frac{x_q}{\omega} \frac{1 + T''_q p}{1 + T''_{q0} p} \quad (3-55)$$

Các hằng số thời gian siêu quá độ T''_q và T''_{q0} cùng cỡ T''_d và T''_{d0} , ta có điện kháng siêu quá độ ngang trục

$$x''_q = x_q \frac{T''_q}{T''_{q0}}$$

với $x''_q \approx x'_d$.

3.5.3 Nghiên cứu ngắn mạch ba pha khi không tải

Các tính toán liên quan đến chế độ quá độ của máy điện đồng bộ thường rất dài ngay cả trong trường hợp đơn giản nhất. Tuy nhiên ta xét một trong các trường hợp quan trọng trong thực tế vì các lý do sau đây:

- phương pháp nghiên cứu có thể sử dụng cho nhiều ví dụ khác.
- chế độ này thường được sử dụng trong thử nghiệm, bằng cách ghi sự biến thiên dòng điện theo thời gian bởi vì phân tích bằng biểu đồ dao động cho phép tính toán các thông số chủ yếu. Nó cho phép tạo nên quá trình xác định bằng thực nghiệm các thông số cần thiết cho việc nghiên cứu toàn bộ quá trình quá độ.

Ngắn mạch không tải bao gồm loại bỏ một cách đột ngột các điện áp u_a , u_b , u_c do đó các điện áp u_d và u_q còn điện áp kích từ u_f vẫn giữ không đổi. Khi không tải ở chế độ xác lập đồng bộ ta có: $u_d = 0$, $u_q = e$.

Áp dụng vào các phương trình (3-31) và (3-32) các biến thiên:

$$\Delta u_d(p) = 0$$

$$\Delta u_q(p) = -\frac{e}{p}$$

$$\Delta u_f(p) = 0.$$

Thay thế vào (3-49) và (3-54) vào (3-45) ta được:

$$0 = -[r_a + pl_d(p)]\Delta i_d(p) - \omega l_q(p)\Delta i_q(p)$$

$$-\frac{e}{p} = \omega l_d(p)\Delta i_d(p) - [r_a + pl_q(p)]\Delta i_q(p)$$

Giải hệ thống này ta được $\Delta i_d(p)$ và $\Delta i_q(p)$.

Vì cỡ các đại lượng tham gia vào phương trình cho phép đơn giản hóa tính toán một cách đáng kể. Đầu tiên định thức của hệ thống có thể được viết một cách gần đúng:

$$D = l_d(p)l_q(p) (p^2 + \omega^2 + 2\alpha p)$$

với

$$\alpha = \frac{r_a}{2} \left(\frac{\omega}{x''_d} + \frac{\omega}{x''_q} \right) = \frac{1}{T_a}$$

T_a là hằng số thời gian của stato cỡ 0,1 đến 0,2, $\alpha \ll \omega$.

Ta biết rằng định thức xuất hiện trong mẫu số của các nghiệm $\Delta i_d(p)$ và $\Delta i_q(p)$ và nghiệm của mẫu thức cho ta quy luật biến thiên theo thời gian.

Theo biểu thức (3-50) và (3-55) định thức D được viết dưới dạng

$$D = \frac{x_d x_q (1 + T'_d p)(1 + T''_d p)(1 + T'''_q p)}{\omega^2 (1 + T''_{d0} p)(1 + T'''_{d0} p)(1 + T'''_{q0} p)} (p^2 + \omega^2 + 2\alpha p)$$

Quan sát mẫu số ta thấy có các hằng số thời gian xuất hiện trong biểu thức tức thời của $\Delta i_d(p)$ và $\Delta i_q(p)$:

- Thành phần tắt dần với hằng số thời gian T'_d, T''_d, T'''_q
- Thành phần dao động với tần số ω và hệ số suy giảm α .

Tiến hành tính toán bằng cách phân chia thành thừa số hữu tỷ và đơn giản hóa tính toán theo cỡ các đại lượng

$$\left(\frac{1}{T''_d} \text{ và } \frac{1}{T'''_{d0}} \right) < \left(\frac{1}{T''_d}, \frac{1}{T'''_{d0}}, \frac{1}{T'''_q}, \frac{1}{T'''_{q0}} \text{ và } \frac{1}{T_a} \right) \ll \omega$$

Vì chế độ ban đầu là không tải các dòng điện ban đầu và gia số Δ bằng dòng điện cần tìm, ta có:

$$i_d(t) = -e \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \exp(-t/T'_d) + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) \exp(-t/T''_d) \right] + \frac{e}{x''_d} \exp(-\alpha t) \cos \omega t$$

$$i_q(t) = \frac{e}{X''_q} \exp(-\alpha t) \sin \omega t$$

Trong trường hợp này bỏ qua thành phần T''_q .

Tính toán dòng điện một pha bất kỳ, sử dụng đại lượng vật lý ta được

$$\begin{aligned} i_d(t) = & -E\sqrt{2} \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \exp(-t/T''_d) \right. \\ & + \left. \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X_d} \right) \exp(-t/T''_d) \right] \cos(\omega t + \theta_0) \\ & + \frac{E\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X'_q} \right) \exp(-\alpha t) \cos \theta_0 \\ & + \frac{E\sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_q} \right) \exp(-\alpha t) \cos(2\omega t + \theta_0). \end{aligned} \quad (3-58)$$

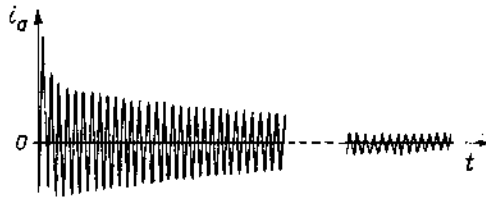
Các dòng điện $i_b(t)$, $i_c(t)$ nhận được bằng cách thay thế tương ứng $[\theta_0 - (2\pi/3)]$ và $[\omega_0 - (4\pi/3)]$.

Kết quả biểu đồ dòng điện quá độ được vẽ trên hình 3.9 + 3.11.

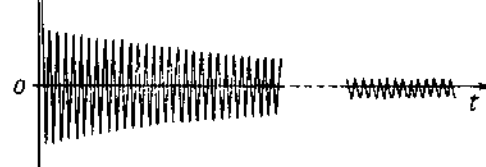
Để nhận thấy rằng trong công thức (3-58) thành phần cuối cùng (theo $\cos \omega t$) có biên độ rất nhỏ so với các thành phần khác do đó có thể bỏ qua và các hằng số thời gian T''_d và T''_q rất khác nhau.

Trong biểu thức (3-58) dòng điện ngắn mạch có 3 thành phần:

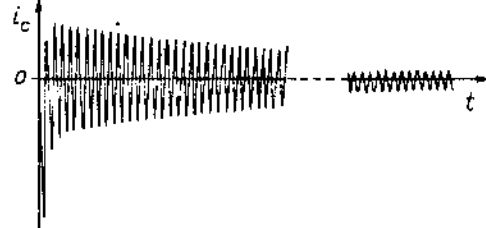
- Thành phần đầu tiên trong dấu ngoặc vuông là thành phần tắt dần chu kỳ ứng với sự ngắn mạch từ thông ban đầu trong mạch rôto. Hằng số thời gian T''_d chủ yếu được xác định bằng các thông số của mạch kích từ và T''_d theo thông số của cuộn cảm dọc trục, còn từ thông tương ứng với



Hình 3.9. Dòng ngắn mạch pha A.



Hình 3.10. Dòng ngắn mạch pha B.



Hình 3.11. Dòng ngắn mạch pha C.

trường quay với tốc độ ω đối với các pha stato, cảm ứng ở đó một dòng điện có tần số ω tất theo quy luật cùng hằng số thời gian.

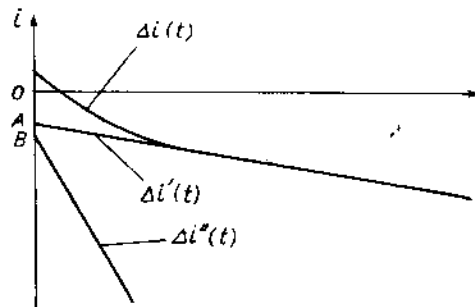
- Thành phần thứ hai là thành phần không chu kỳ ứng với sự ngăn cản từ thông ban đầu trong một pha bất kỳ (ở đây là pha a) của stato, với hằng số thời gian $T_{\sigma} = 1/\alpha$ đặc trưng của stato, biên độ của nó phụ thuộc vào vị trí của dây quấn so với mạch kích từ tại thời điểm xảy ra ngắn mạch.

- Thành phần thứ ba là thành phần tắt dần với tần số gấp đôi liên quan đến sự không đồng đều của mạch rôto so với stato.

3.5.4 Đo điện kháng và hằng số thời gian theo thí nghiệm ngắn mạch ba pha

Thí nghiệm được thực hiện với điện áp giảm (nói chung $e < 0,3$ và nhỏ hơn đối với máy lớn) để tránh hiện tượng bão hòa và giảm ứng suất cơ điện.

Việc khai thác kết quả được thực hiện theo các đường cong thu được trên dao động ký như hình 3.11, tuân theo các quy luật (3-58) trong đó thành phần có tần số 2ω có thể bỏ qua. Biên độ của thành phần điều hòa tắt dần là hệ số của biểu thức $\cos(\omega t + \theta_{\sigma})$ trong phương trình này. Vẽ mặt đồ thị khi vẽ đường bao phía trên và phía dưới của đường cong bất kỳ của hình 3.11 và bằng cách đo các khoảng thời gian chọn trước sự khác nhau giữa các tung độ của hai đường bao.



Hình 3.12. Xác định bằng đồ thị hằng số thời gian của máy điện đồng bộ.

Một nửa hiệu số này là biên độ theo quy luật (3-58) có dạng:

$$i(t) = e \left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) \exp(-t/T'_d) + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) \exp(-t/T''_d) \right]$$

Điện kháng đồng bộ x_d đã biết bằng cách kéo dài đồ thị đến chế độ ngắn mạch xác lập ta có thể tìm được thành phần tương ứng, từ đó suy ra

$$\Delta i(t) = e \left[\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right] \exp(-t/T'_d) + \left[\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right] \exp(-t/T''_d)$$

các tọa độ theo đường loga trên hình 3.12.

Vì T''_d nói chung rất nhỏ so với T'_d sau một khoảng thời gian ngắn $\Delta i(t)$

trùng với thành phần quá độ

$$\Delta i'(t) = e\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right) \exp(-t/T'_d)$$

Thật vậy ta thấy rằng đồ thị $\Delta i(t)$ có xu hướng tiến nhanh về phía bên phải, trong đó ở điểm A, nội suy ở $t=0$ có tọa độ $e\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)$, từ đó suy ra x'_d là độ dốc của đường thẳng cho T'_d .

Ta lại lấy các tọa độ loga thành phần siêu quá độ

$$\Delta i''(t) = \Delta i(t) - \Delta i'(t)$$

cho theo quy luật

$$e\left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x_d}\right) \exp(-t/T''_d)$$

Đồ thị của nó là đường thẳng lấy $t=0$ (điểm B) có tọa độ

$$e\left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right)$$

Từ đó suy ra x''_d và độ dốc của đường thẳng cho T''_d .

Sự tồn tại của thành phần không chu kỳ tắt dần trong biểu thức (3-58) do hai đường bao xác định trước đây nói chung không đối xứng so với trục thời gian và sự không đối xứng phụ thuộc vào giá trị θ_0 . Để đánh giá thành phần với độ chính xác cao ta vẽ 3 đường trên hình 3.11 với sự không đối xứng cực đại rồi vẽ đường cong có tọa độ là trung bình đại số của các tọa độ hai đường bao.

3.5.5 Sơ đồ tương đương

Các phương trình từ (3-32) đến (3-36) có thể được biểu diễn bằng sơ đồ tương đương tương tự máy biến áp hai hoặc ba dây quấn.

Về mặt trục dọc sơ đồ có cấu trúc rất đơn giản nếu ta giả thiết rằng hồ cảm bằng nhau, nghĩa là ta coi từ thông cảm ứng chung với hai dây quấn bất kỳ hoàn toàn qua cuộn dây thứ ba. Giả thiết này với giá trị tương đối được cho bằng đẳng thức

$$m_{af} = m_{aD} = m_{fD} = l_{md} \quad (3-59)$$

l_{md} là điện cảm dọc trục. Cũng vậy ta đặt

$$m_{aQ} = l_{mq} \quad (3-60)$$

là điện cảm ngang trục.

Do vậy đối với từng dây quấn sự khác nhau giữa điện cảm bản thân và điện cảm chung thể hiện điện cảm rò của dây quấn. Ta đặt:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_{md} + i_a \\ i_{ff} &= i_{md} + i_f \\ i_{DD} &= i_{md} + i_D \\ i_q &= i_{mq} + i_a \\ i_{QQ} &= i_{mq} + i_Q \end{aligned} \right\} \quad (3-61)$$

Ta chấp nhận điện cảm tản của stato theo hai trục là giống nhau. Trong các phương trình (3-32) đến (3-36) thay bằng p ta được hệ phương trình toán tử:

$$\begin{vmatrix} \psi_d \\ U_f \\ p \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_a + i_{md} & i_{md} & i_{md} & i_d \\ i_{md} & \frac{r_f}{p} + i_f + i_{md} & i_{md} & i_f \\ i_{md} & i_{md} & \frac{r_D}{p} + i_D + i_{md} & i_D \end{vmatrix} \quad (3-62)$$

Và

$$\begin{vmatrix} \psi_q \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_a + i_{mq} & i_{mq} & i_q \\ i_{mq} & \frac{r_Q}{p} + i_Q + i_{mq} & i_Q \end{vmatrix} \quad (3-63)$$

Các phương trình ứng với sơ đồ tương đương biểu diễn trên hình 3.13 và 3.14.

Các sơ đồ tương đương này tuy không chứa các thông tin mới so với hệ phương trình xuất phát (3-31) đến (3-36) nhưng rất tiện dụng vì các lý do sau đây:

- Cho phép hiểu rõ hơn một số hiện tượng ví dụ phân biệt rõ chế độ xác lập, chế độ quá độ và siêu quá độ, mỗi nhánh của sơ đồ có vai trò riêng ứng với các chế độ này. Bảng 3.1 cho các công thức tính điện kháng và hằng số thời gian của máy điện đồng bộ.

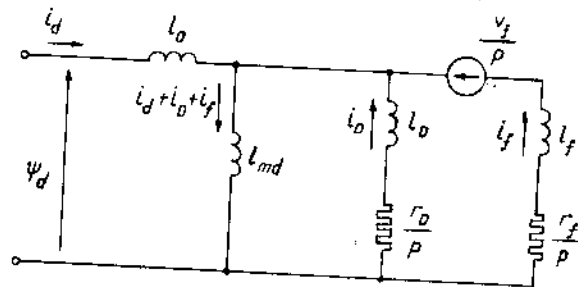
Bảng 3.1. Điện kháng và hằng số thời gian của máy điện đồng bộ

Tên gọi		Điện kháng	Hằng số thời gian
Đồng bộ	dọc trục	$x_d = x_a + x_{md}$	
	ngang trục	$x_q = x_a + x_{mq}$	
Quá độ dọc trục	hở mạch	$x'_d = x_a + \frac{x_{md}x_f}{x_{md} + x_f}$	$T'_{do} = \frac{1}{\omega f_f} (x_f + x_{md})$
	ngắn mạch		$T''_{do} = \frac{1}{\omega f_f} (x_f + \frac{x_{md}x_a}{x_{md} + x_f})$
Siêu quá độ dọc trục	hở mạch	$x''_d = x_a + \frac{x_{md}x_f x_D}{x_{md}x_f + x_f x_D + x_D x_{md}}$	$T''_{do} = \frac{1}{\omega f_D} (x_D + \frac{x_{md}x_f}{x_{md} + x_f})$
	ngắn mạch		$T'''_{do} = \frac{1}{\omega f_D} (x_D + \frac{x_{md}x_f x_a}{x_{md}x_f + x_f x_D + x_D x_{md}})$
Siêu quá độ ngang trục	hở mạch	$x''_q = x_a + \frac{x_{mq}x_D}{x_{mq} + x_D}$	$T''_{qo} = \frac{1}{\omega f_D} (x_D + x_{mq})$
	ngắn mạch		$T'''_{qo} = \frac{1}{\omega f_D} (x_D + \frac{x_{mq}x_a}{x_{mq} + x_a})$
Tần dây quấn cân dọc trục			$T_D = \frac{x_D}{\omega f_D}$

- Quá điện áp có thể ảnh hưởng tới hệ thống kích từ, khi kích từ được cung cấp qua chỉnh lưu.

- Có thể nghiên cứu chế độ điều hòa hoặc chế độ không đồng bộ khi sử dụng phương pháp số phức bằng cách thay $p = j$.

- Có thể xét ảnh hưởng của bão hòa theo các sơ đồ này.

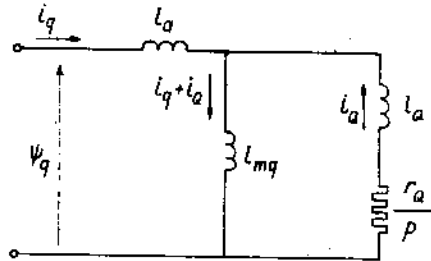


Hình 3.13. Sơ đồ tương đương dọc trục.

3.5.6 Xét ảnh hưởng của bão hòa

hòa

Bão hòa là hiện tượng có tính chất cục bộ được xử lý bằng cách xét sự phân bố thực của từ cảm mà không theo điều hòa bậc nhất dựa trên giả thiết từ cảm phân bố hình sin.



Hình 3.14. Sơ đồ tương đương ngang trục.

Ta có thể đánh giá bão hòa chủ yếu theo quỹ đạo của cảm ứng từ tương ứng với từ thông chung cho các dây quấn, thực tế nó không ảnh hưởng tới đường sức từ trường tản. Trong các điều kiện này ta có thể can thiệp vào thành phần l_{md} và l_{mq} của các phương trình (3-62) và (3-63) để đánh giá mức bão hòa.

Đặc tính bão hòa được xét một cách đơn giản theo đặc tính không tải:

$$\psi_{do} = f(i_f)$$

đường cong bão hòa từ được vẽ trên hình 3.15.

Trong miền chưa bão hòa đường cong $f(i_f)$ được vẽ bằng đoạn thẳng độ nghiêng l_{md} .

Khi có tải hoặc ở chế độ quá độ, từ thông ứng với quỹ đạo chung, chúng ta đặc trưng nó bằng ký hiệu c , ứng với chế độ không bão hòa lấy từ các biểu thức (3-62) và (3-63)

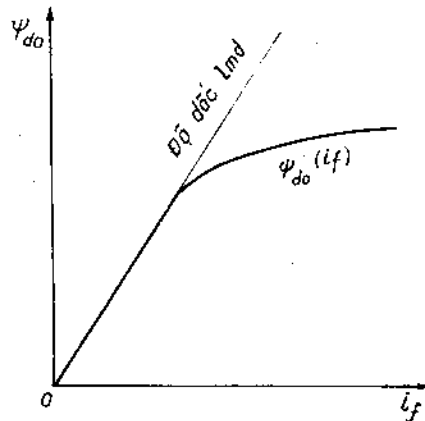
$$\psi_{dc} = l_{md}(i_d + i_f + i_p)$$

$$\psi_{qc} = l_{mq}(i_q + i_Q)$$

Trong trường hợp máy điện có khe hở không đổi ta chấp nhận giả thiết của Potier theo đó sự bão hòa khi có tải có quy luật như khi không tải cho dù chiều từ trường tổng bất kỳ và chấp nhận

$$l_{md} \approx l_{mq}$$

khi đó tính tới ảnh hưởng của bão hòa bằng cách phối hợp ψ_{dc} và ψ_{qc} ta được:



Hình 3.15. Đặc tính không tải của máy điện dòng bộ xét đến bão hòa.

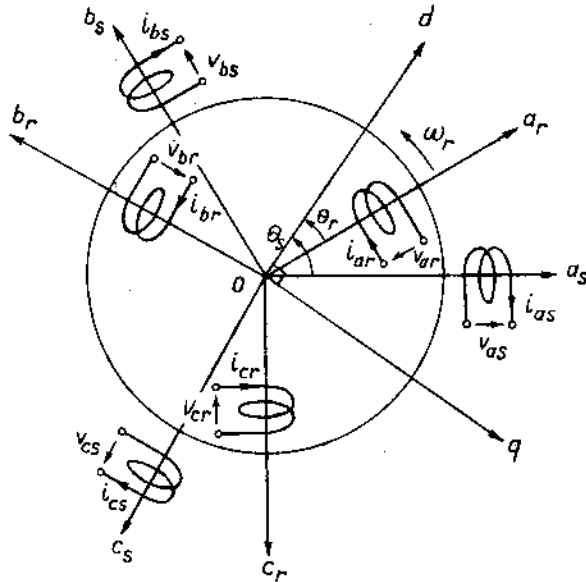
$$\sqrt{\psi_{dc}^2 + \psi_{qc}^2} = f(\sqrt{(i_d + i_f + i_D)^2 + (i_q + i_Q)^2})$$

Trường hợp máy điện cực lõi vấn đề sẽ phức tạp hơn vì $l_{md} \neq l_{mq}$ và bão hòa sẽ khác nhau đối với hai thành phần từ thông.

Phương pháp phân tích từ trường theo hai trục dọc và ngang dùng cho máy điện đồng bộ cho phép giải quyết các bài toán từ đơn giản đến việc nghiên cứu quá trình quá độ. Cần nhấn mạnh rằng biến đổi Park đặc biệt có ích trong trường hợp xảy ra nhiễu loạn đối xứng.

3.6 MÔ HÌNH MÁY ĐIỆN KHÔNG ĐỒNG BỘ

Máy điện không đồng bộ là máy điện từ trường quay cũng như máy điện đồng bộ vì thế phương trình của máy điện không đồng bộ có nhiều nét giống máy điện đồng bộ, đặc biệt khi ta quan tâm đến việc đưa dây quấn stato và rôto về hai tọa độ vuông góc. Tuy nhiên so với máy đồng bộ máy điện không đồng bộ có mạch từ đẳng hướng, việc chọn trục d và q là tùy ý tùy theo loại bài toán.



Hình 3.16. Sơ đồ dây quấn thực của động cơ không đồng bộ.

3.6.1 Phương trình của máy điện không đồng bộ

Ta xét máy điện không đồng bộ ba pha hai cực ở stato và rôto. Cũng như đối với máy điện đồng bộ ta giả thiết stato là máy phát, rôto là máy thu, từ đó ta có hệ phương trình:

$$\left. \begin{aligned} u_{as} &= -R_s i_{as} - \frac{d\psi_{as}}{dt} \\ u_{bs} &= -R_s i_{bs} - \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\ u_{cs} &= -R_s i_{cs} - \frac{d\psi_{cs}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-64)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{ar} &= R_r i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\ u_{br} &= R_r i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\ u_{cr} &= R_r i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-65)$$

Ở đây R_s, R_r là điện trở một pha của stato và rôto.

Các từ thông liên hệ với dòng điện bằng hệ 6 phương trình chứa 6 ẩn số theo hàm hình sin của góc giữa dây quấn. Một số góc biến thiên theo thời gian do chuyển động tương đối của hai mạch.

Ta áp dụng biến đổi Park cho stato và cho rôto. Ta đưa ra hệ trục O_d và O_q vuông góc, chuyển động quay với tốc độ không đổi ω .

Các góc và tốc độ là dương theo chiều lượng giác, ta gọi:

$$\theta_s = (Oa_s, O_d)$$

là góc pha a của stato với trục O_d và

$$\theta_r = (Oa_r, O_d)$$

là góc pha a của rôto với trục O_d .

Ta cũng áp dụng biến đổi Park cho các điện áp và từ thông, tương tự các phương trình (3-24) và (3-64), các phương trình (3-64) có cùng dạng phương trình (3-25)

$$\left. \begin{aligned} u_{ds} &= -R_s i_{ds} - \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \psi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ u_{qs} &= -R_s i_{qs} - \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \psi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ u_{cs} &= -R_s i_{cs} - \frac{d\psi_{cs}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-66)$$

Đối với rôto ta áp dụng biến đổi Park cho (3-65), chú ý sự đổi dấu và thay chỉ số s bằng r ta được

$$\left. \begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} + \psi'_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt} - \psi'_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ u_{or} &= R_r i_{or} + \frac{d\psi'_{or}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3-67)$$

Việc thay đổi biến số có thể được biểu diễn tương ứng với việc thay thế các dây quấn thực bằng các dây quấn giả tương ds, qs, dr, qr có các trục từ liên hệ với trục d và q theo hình 3.17.

Phương trình thứ ba của (3-66), (3-67) không có mặt vì tổng ba dòng điện pha bằng không.

Quan hệ giữa từ thông và dòng điện là:

$$\left. \begin{aligned} \psi'_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \psi'_{dr} &= M i_{ds} + L_r i_{dr} \end{aligned} \right\} \quad (3-68)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi'_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \psi'_{qr} &= M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \right\} \quad (3-69)$$

Sự dãn hướng của mạch từ dẫn tới hai hệ thống có cùng một hệ số là:

L_s : điện cảm riêng của stato

L_r : điện cảm riêng của rôto

M : hồ cảm giữa rôto và stato

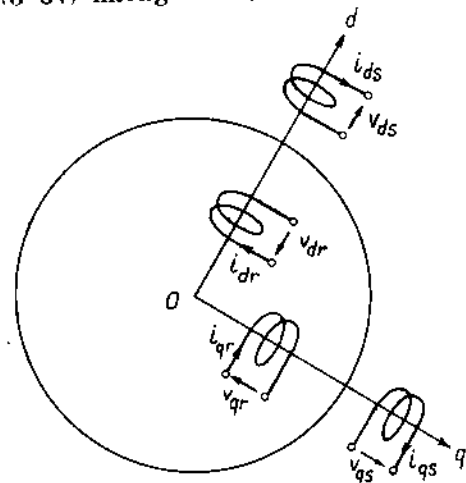
Dù hệ tọa độ chọn thế nào mômen điện từ được cho bởi biểu thức:

$$M_{dt} = \frac{3}{2} (\psi'_{ds} i_{qs} - \psi'_{qs} i_{ds}) \quad (3-70)$$

biểu thức này có dạng tương tự biểu thức (3-27).

3.6.2 Chọn hệ tọa độ

Việc chọn gốc tọa độ của hệ thống (Od, Oq) liên quan đến tốc độ quay lựa chọn. Có 3 loại gốc tọa độ tùy theo bài toán nghiên cứu.



Hình 3.17. Sơ đồ động cơ không đồng bộ quy về hai trục vuông góc.

- Chọn hệ tọa độ cố định với stato

Trong các phương trình (3-66) và (3-67) phải thay:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} &= 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= -\theta_r \end{aligned} \right\} \quad (3-71)$$

Hệ tọa độ này được chọn khi ta muốn nghiên cứu biến thiên đồng thời tần số nguồn và tốc độ quay.

- Chọn hệ tọa độ cố định với rôto

Trong các phương trình (3-66) và (3-67) phải lấy:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega_r \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3-72)$$

Hệ tọa độ này được sử dụng trong các bài toán có tốc độ quay không đổi ví dụ nghiên cứu các ứng suất do ngắn mạch tạo nên.

- Chọn hệ tọa độ cố định với từ trường quay.

Trong các phương trình (3-66) và (3-67) phải lấy:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega - \omega_r = g\omega \end{aligned} \right\} \quad (3-73)$$

ở đây g là hệ số trượt $g = \frac{\omega - \omega_r}{\omega}$.

Hệ tọa độ này không làm đơn giản hóa các phương trình (3-66) và (3-67), tuy nhiên nó đặc biệt có lợi trong các bài toán tần số nguồn là hằng số, ví dụ bài toán nghiên cứu chế độ xác lập của máy đồng bộ trong các phương trình (3-66) và (3-67) không có thành phần hình sin, làm đơn giản tính toán rất nhiều. Tọa độ này cũng thường được sử dụng trong các bài toán nguồn cung cấp cho động cơ không đồng bộ qua bộ biến tần tĩnh, khi ta muốn nghiên cứu hàm truyền của động cơ với nhiễu loạn nhỏ trong một chế độ cho trước.

Do việc chọn hệ tọa độ trong các biểu thức (3-66) và (3-67) các sức điện động biến áp và sức điện động quay không phải là các đặc trưng riêng của

một dây quấn mà phụ thuộc vào hệ tọa độ.

3.6.3 Mô hình động cơ không đồng bộ theo quan điểm điều khiển

Bây giờ ta chuyển qua việc xây dựng mô hình động cơ không đồng bộ theo quan điểm điều khiển

Từ các phương trình (3-66), (3-67) ta rút ra

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} &= \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + (\omega_s - \omega) \psi'_{rq} \\ \frac{d\psi'_{rq}}{dt} &= \frac{1}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \psi'_{rd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} \end{aligned} \right\} (3-74)$$

trong đó $T_s = L_s/R_s$: hằng số thời gian stato

$T_r = L_r/R_r$: hằng số thời gian rôto

$\delta = 1 - M^2/(L_s L_r)$ hệ số tản từ tổng

$\psi'_{rd} = \psi_{rd}/M$, $\psi'_{rq} = \psi_{rq}/M$

Thay vào biểu thức (3-70) ta tìm được phương trình tính mômen trên cơ sở dòng stato và từ thông rôto

$$m_M = \frac{3}{2} \frac{M^2}{L_r} p_c \psi'_{rd} i_{sq} \quad (3.75)$$

Dựa theo (3.74) ta có mô hình động cơ không đồng bộ ba pha rôto lồng sóc trên hệ tọa độ dq (trực thực là trục từ thông rôto) trên hình 3.18.

3.6.4 Mô hình gián đoạn của động cơ không đồng bộ

Để xây dựng hệ điều khiển số máy điện ta cần rời rạc hóa mô hình liên tục của động cơ. Với điều kiện các đại lượng vào u_{sd} , u_{sq} và ω_s là bất biến trong một chu kỳ lấy mẫu nên hệ phương trình (3-74) là hệ phi tuyến yếu với hệ số hàm cho phép sử dụng các phương pháp thiết kế như đối với hệ tuyến tính hệ số hằng có dạng:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu_s + Nx\omega_s \quad (3-76)$$

với vectơ mới định nghĩa như sau:

$$\begin{aligned} x^T &= [i_{sd}, i_{sq}, \psi'_{rd}, \psi'_{rq}] \\ u^T &= [u_{sd}, u_{sq}] \end{aligned}$$

u_s là vectơ lượng vào với các phần tử thực

x vectơ trạng thái với các phần tử thực

A ma trận vào hệ thống

B ma trận vào

N ma trận ghép phi tuyến

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

Các ma trận có các công thức rút ra từ hệ (3-74) như sau

Tích phân phương trình (3-76) có:

$$x(k+1) = \phi(\omega, \omega_s, T)x(k) + H(\omega, \omega_s, T)u_s(k) \quad (3-77)$$

trong đó

$$\phi(\omega, \omega_s, T) = \exp[(A + N\omega_s)T] \quad (3-78)$$

$$H(\omega, \omega_s, T) = \int_{kT}^{(k+1)T} \exp[(A + N\omega_s)\tau] d\tau B \quad (3-79)$$

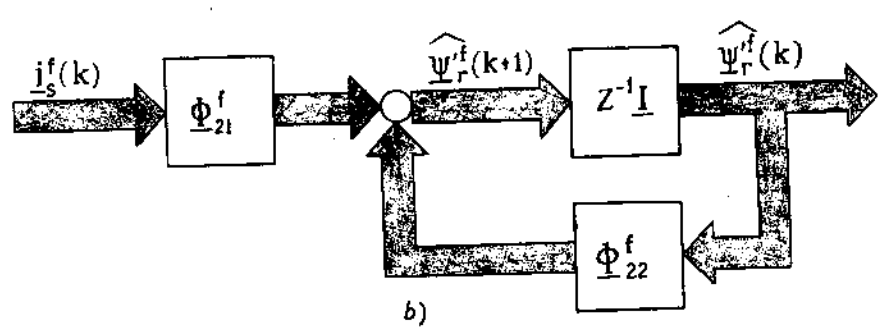
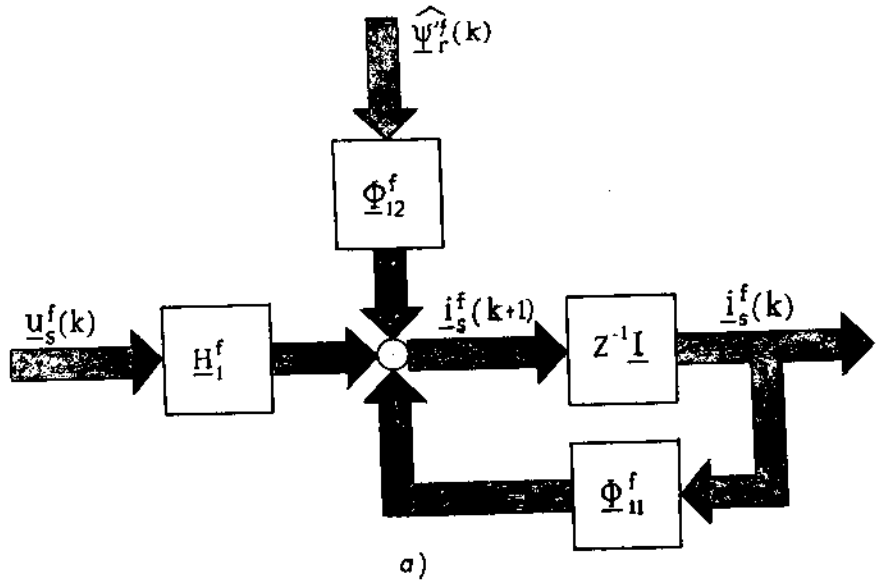
$k = 0, 1, 2 \dots \infty, T =$ chu kỳ lấy mẫu.

Mô hình (3-77) với các ma trận theo công thức là một mô hình tuyến tính trong đó các lượng vào ω_s trở thành tham số của hệ, là hằng số trong một chu trình lấy mẫu. Ta biểu diễn các ma trận gần đúng dưới dạng các ma trận con như sau:

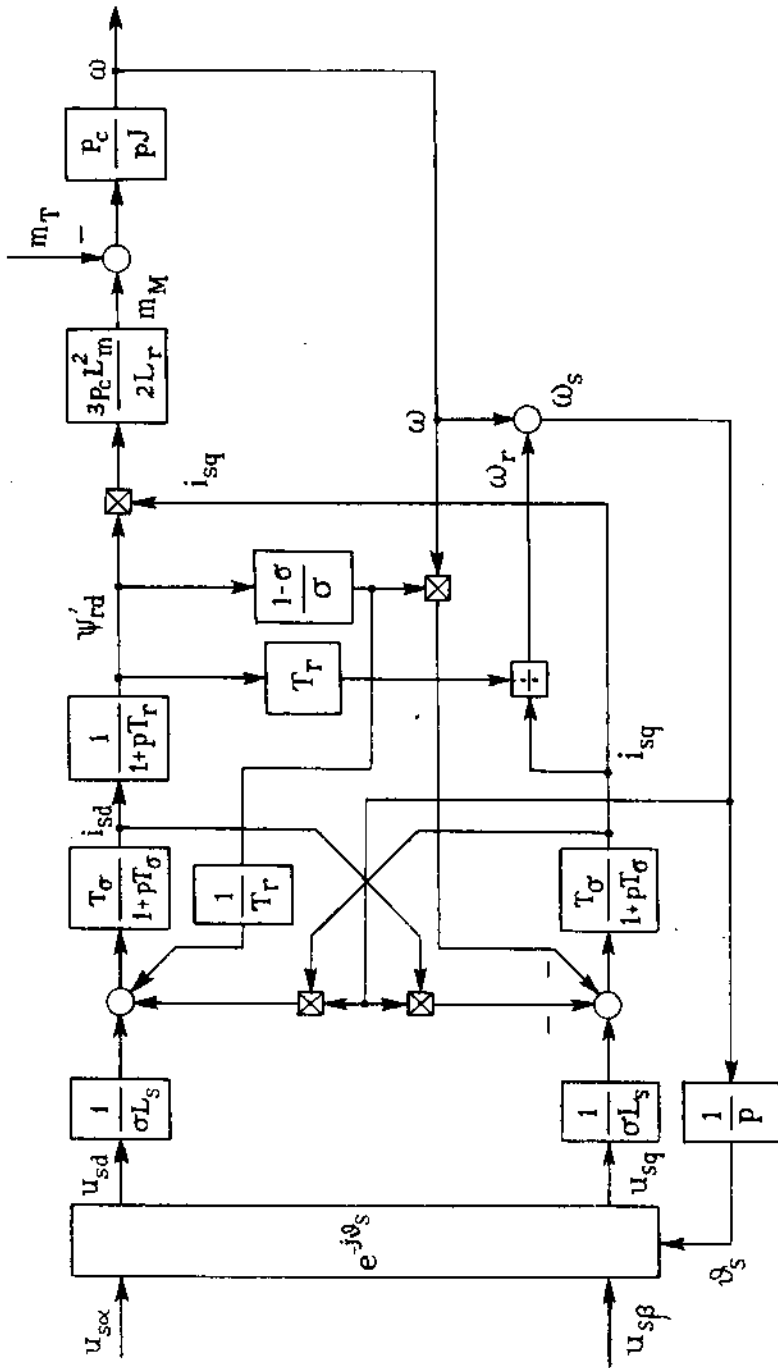
$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right) & \omega_s T & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{T}{T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega T \\ -\omega_s T & 1 - \frac{T}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega T & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{T}{T_r} \\ \frac{T}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T}{T_r} & (\omega_s - \omega) T \\ 0 & \frac{T}{T_r} & -(\omega_s - \omega) T & 1 - \frac{T}{T_r} \end{bmatrix} \quad (3-80)$$

đặt $H = \begin{vmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$

$\phi(\omega, \omega_s, T) = \begin{vmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{vmatrix}$; $H(\omega, \omega_s, T) = \begin{vmatrix} H_1 \\ H_2 \end{vmatrix}$



Hình 3.10. Mô hình dòng điện và từ thông của động cơ không đồng bộ.



Hình 3.20. Sơ đồ khối hệ điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ.

Mô hình rời rạc của động cơ không đồng bộ có thể được biểu diễn chi tiết hơn bằng các ma trận con dạng:

$$\begin{aligned} i_s(k+1) &= \phi_{11}i_s(k) + \phi_{12}\psi'_r(k) + H_1u_s(k) \\ \psi'_r(k+1) &= \phi_{21}i_s(k) + \phi_{22}\psi'_r(k) \end{aligned}$$

Phương trình (3-80) tương ứng với mô hình dòng điện của động cơ không đồng bộ trên tọa độ dq (hình 3.19a) và mô hình từ thông của động cơ không đồng bộ (hình 3.19b)

Trên hình 3.19 là mô hình dòng điện và từ thông của động cơ không đồng bộ trên tọa độ dq. Chi tiết hơn về cách xây dựng mô hình cho động cơ không đồng bộ có thể tham khảo trong [2]. Hình 3.20 là sơ đồ khối hệ điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ.

3.7 MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA BỘ BIẾN ĐỔI CUNG CẤP CHO MÁY ĐIỆN

Mô hình toán học của toàn bộ bộ biến đổi máy điện theo quan điểm điều khiển số là giai đoạn quan trọng trong việc tổng hợp hệ điều khiển, thường bắt đầu từ các phương trình hệ thống lựa chọn và tính toán điều khiển. Từ lâu người ta đã xây dựng được các phương trình tổng quát cho máy điện, nhưng đối với bộ biến đổi vấn đề mô hình của chúng vẫn còn nhiều khía cạnh cần phải giải quyết, đó là do tính phi tuyến và sự gián đoạn của mô hình. Do những khó khăn thường gặp khi xây dựng và sử dụng mô hình ta thường bằng lòng với các mô hình gần đúng, tuyến tính và liên tục hoặc mô hình tuyến tính, rời rạc gần đúng. Trong một số trường hợp đặc biệt ta cần các mô hình chính xác hơn.

Ta xét trường hợp đơn giản nhất là bộ biến đổi cung cấp cho động cơ điện một chiều. Mô hình này cũng thích hợp cho các bộ nghịch lưu cung cấp cho máy điện xoay chiều. Mô hình cần phải mô tả quy luật điều khiển và bộ biến đổi và mối liên quan giữa chúng. Đặc biệt quan trọng là thời gian tính toán. Ta phân biệt rõ cấu trúc điều khiển và mô hình bản thân bộ điều khiển.

Bộ biến đổi có chu kỳ T_h được mô hình hóa theo hệ rời rạc, chu kỳ lấy mẫu thực tế bằng chu kỳ băm của bộ biến đổi $T = T_h$.

3.7.1 Mô hình liên tục

a) Trường hợp bộ chỉnh lưu và bộ băm hạ áp.

Đối với động cơ một chiều, các bộ biến đổi kinh điển cung cấp điện áp ra

u phụ thuộc vào góc môi ψ (đối với bộ chỉnh lưu) hoặc thời gian dẫn T_k (đối với bộ băm). Ta tìm cách xác định hàm truyền liên tục. Điện áp ra thường không liên tục, không cần biết dạng chính xác của nó, nhưng giá trị trung bình là u_{tb} . Gọi u_n là tín hiệu xác định ψ hoặc T_k , ta xác định được hệ số truyền đạt tĩnh G_0 :

$$G_0 = \frac{du_{tb}}{du_n}$$

Các bộ biến đổi chỉ làm việc ở chế độ chuyển mạch trong chu kỳ ký hiệu T , bộ biến đổi tác động như một khâu rời rạc có hàm truyền gần đúng bậc nhất theo công thức:

$$\frac{U_{tb}(p)}{U(p)} = \frac{G_0}{1 + T_1 p}$$

ở đây T_1 là hằng số thời gian của bộ biến đổi bằng một nửa chu kỳ $T_1 = T/2$

h) Trường hợp bộ biến đổi một chiều - một chiều

Các bộ băm làm việc ở chế độ khác nhau chủ yếu được đặc trưng bằng liên tiếp hai chế độ trong một chu kỳ.

Khi khóa chuyển mạch đóng trong khoảng $T_k = \alpha T$ gọi là chế độ 1 (α là tỷ số chu kỳ) có mô hình trạng thái dạng

$$\begin{aligned} dX/dt &= AX + B_1 U \\ Y &= C_1 X + D_1 U \end{aligned}$$

với $nT < t < nT + \alpha T$

ở đây X là vectơ trạng thái (với động cơ ít nhất là dòng điện và tốc độ)

U là vectơ biến vào (điện áp nguồn, điện áp định chuẩn, nhiều)

Y là vectơ đại lượng ra.

Khóa chuyển mạch ở trạng thái mở trong khoảng $T - T_k = (1 - \alpha)T$ ta gọi là chế độ 2 có mô hình dạng

$$\begin{aligned} dX/dt &= A_2 X + B_2 U \\ Y &= C_2 X + D_2 U \end{aligned}$$

với $nT + \alpha T < t < (n + 1)T$

c) Một số nhà nghiên cứu đưa ra mô hình trung bình có phương trình trạng thái

$$dX/dt = A + BU$$

$$Y = CX + DU$$

với

$$A = \alpha A_1 + (1 - \alpha)A_2; B = \alpha B_1 + (1 - \alpha)B_2$$

$$C = \alpha C_1 + (1 - \alpha)C_2; D = \alpha D_1 + (1 - \alpha)D_2$$

Phương pháp này giả thiết rằng các tín hiệu vào không đổi trong một chu kỳ. Nó không bị ảnh hưởng bởi việc lấy mẫu và giả thiết động học điều khiển chậm. Các giả thiết này phù hợp với nguồn băm có tần số băm cao và tải lọc tốt các điều hòa điện áp. Mô hình này có ưu điểm là để ý đến sự thay đổi cấu trúc mạch trong khoảng tiếp điểm đóng và mở. Trong trường hợp điều khiển máy điện, tần số băm nói chung thấp và biến thiên các đại lượng điện rất nhanh, mô hình trong mục a) là mô hình gần đúng đơn giản hóa. Nếu muốn xét đến ảnh hưởng lấy mẫu một cách chặt chẽ ta phải sử dụng các mô hình thật.

3.7.2 Cấu trúc điều khiển số và mô hình rời rạc

Nếu muốn xét bộ biến đổi và điều khiển của nó một cách chặt chẽ nghĩa là cần nghiên cứu các tính năng cao cần phải sử dụng mô hình rời rạc vì:

- Bộ biến đổi là rời rạc (với chu kỳ băm)
- Điều khiển là rời rạc (chu kỳ lấy mẫu)

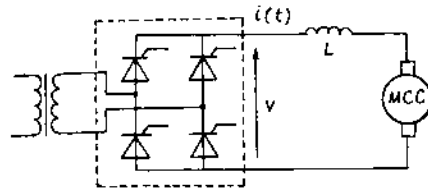
Hai phép rời rạc có thể dẫn đến nguy cơ đối lập nhau do đó cần đồng bộ chúng.

a) Điều khiển số

- Bộ điều chỉnh có hàm truyền rời rạc $C(z)$ tính tín hiệu điều khiển, tín hiệu này chuyển thành con số dùng cho bộ đếm, xác định thời điểm chuyển mạch hoặc góc mỗi ψ . Thời điểm chuyển mạch xác định điện áp ra của bộ biến đổi, đa số trường hợp là giá trị trung bình.

Ví dụ bộ chỉnh lưu hình 3.21 có dạng sóng trên hình 3.12, điều khiển đồng bộ hóa bằng lưới. Ở thời điểm chuyển mạch t'_n , kiểm tra

$$t_r = t'_n - t_n$$



Hình 3.21. Bộ chỉnh lưu có điều khiển cung cấp cho động cơ.

t_r thời gian mỗi trễ ta có góc mỗi ψ
 $= \omega t_r$

ω là tần số lưới.

Ta ký hiệu a_o là hệ số chuyển đổi giữa biến ra của bộ điều chỉnh số và góc trễ xác định bằng bộ đếm:

$$a_o = \frac{dt'_n}{du_a} = \frac{dt_r}{du_a} = \frac{d\psi}{\omega du_a}$$

Giống như trường hợp điều khiển tương tự ta phân biệt hai loại biến đổi:

- biến đổi tuyến tính $u_a = [1 - 2(\psi/\pi)]A$

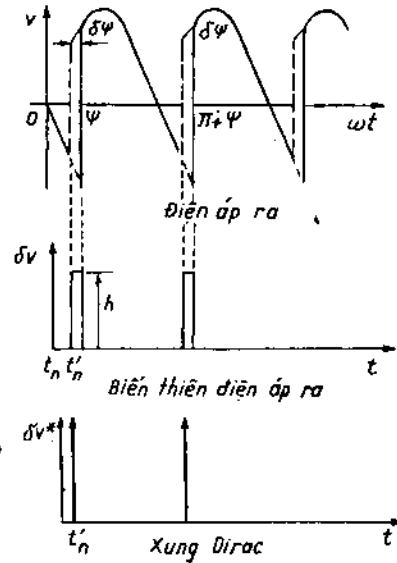
suy ra
$$a_o = \frac{-\pi}{2\omega A}$$

- biến đổi $\cos u_a = A \cos \psi$

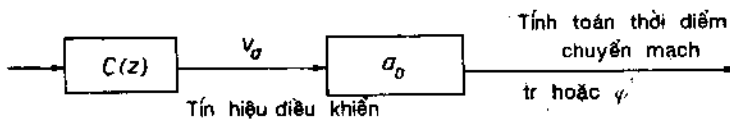
suy ra
$$a_o = \frac{-1}{\omega A \sin \psi}$$

A là giá trị cực đại của biến đổi.

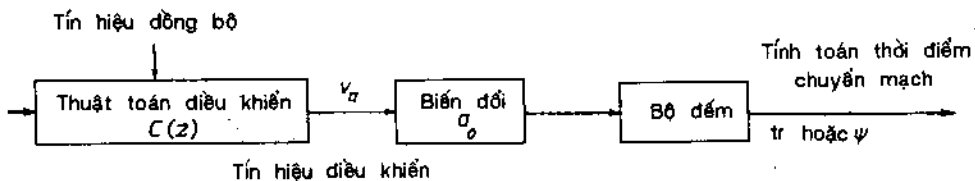
Sơ đồ chức năng và sơ đồ cấu trúc điều khiển số bộ biến đổi cho trên hình 3.23, 3.24



Hình 3.22. Dạng sóng và xung.



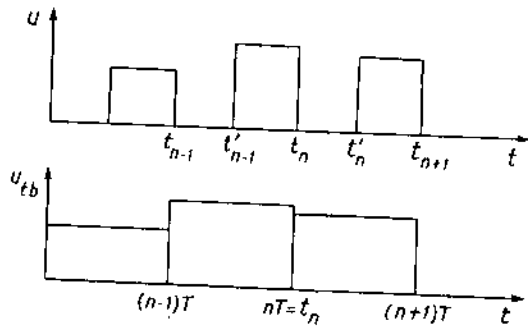
Hình 3.23. Sơ đồ chức năng.



Hình 3.24. Sơ đồ điều khiển.

b) Mô hình bộ biến đổi xác định theo giá trị trung bình

Trong mô hình này ta làm gần đúng điện áp thực bằng giá trị không đổi trong một chu kỳ và bằng giá trị trung bình (hình 3.15), sơ đồ tương đương gồm hệ số khuếch đại G_o , tiếp theo là bộ lấy mẫu và lưu giữ B_o (hình 3.26)



Hình 3.25. Làm gần đúng điện áp thực bằng giá trị trung bình.

$$U_o = U_m \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m}$$

với m số xung trong một chu kỳ của lưới.

U_m giá trị cực đại tức thời của điện áp chỉnh lưu.

a) Trường hợp biến đổi tuyến tính

$$G_o = \frac{du_{th}}{du_a} = -U_o \omega a_o \sin \psi_o = \frac{m}{2} (\sin \psi_o) \frac{U_m}{A} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)$$

phụ thuộc vào điểm làm việc.

b) Trường hợp biến đổi *cosin*

$$G_o = \frac{m}{\pi} \frac{U_m}{A} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right)$$

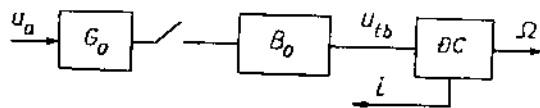
không phụ thuộc vào điểm làm việc. Sau khi đã xác định G_o ta chuyển sang mặt phẳng z và ký hiệu $H(p)$ là hàm truyền của

động cơ giữa đầu ra y và đầu vào điều khiển u_a . Hàm truyền rời rạc của toàn bộ bộ biến đổi - động cơ là:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = G_o (1 - z^{-1}) Z[H(p)/p]$$

Ví dụ mạch vòng dòng điện có $y = i$, hàm truyền là:

$$H(p) = \frac{1}{R + Lp} = \frac{1/R}{1 + \tau_e p}$$



Hình 3.26. Sơ đồ chức năng liên hệ làm gần đúng bằng điện áp rời rạc trung bình.

với $\tau_c = L/R$ là hằng số thời gian điện. Ta tìm được

$$\frac{I(z)}{U_a(z)} = \frac{G_0[1 - \exp(-T/\tau_c)]}{R[z - \exp(-T/\tau_c)]}$$

tương đương với phép lặp

$$i(n+1) = e_0 i(n) + \frac{G_0}{R} (1 - e_0) u_a(n)$$

$$e_0 = \exp(-T/\tau_c)$$

Mô hình này có ưu điểm là hiệu quả lấy mẫu được đưa vào một cách đơn giản, nhưng không tôn trọng dạng thực của tín hiệu.

c) Bộ lấy mẫu tương đương (mô hình rời rạc không lọc)

Ta xét dạng sóng chính xác của tín hiệu (hình 3.12). Ta xác định mô hình tuyến tính hóa quanh điểm làm việc. Trong các điều kiện này điều khiển đưa vào trễ

$$t_r = t'_n - t_n = \frac{\psi'_0}{\omega}$$

Ta thấy rằng biến thiên $\delta\psi_0$ của góc điều khiển dẫn tới biến thiên điện áp có điều khiển bằng xung có biên độ h (không liên tục ở điện áp nguồn tại thời điểm môi) và có độ dài $-\delta\psi_0/\omega$.

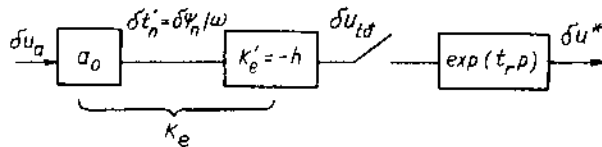
Theo hướng biến thiên nhỏ quanh điểm làm việc thay xung này bằng xung Dirac có diện tích

$$A = -h\delta t'_n = -h\delta t_r = -h\delta\psi_0/\omega$$

ở các thời điểm $t'_n = t_n + t_r$ điện áp nguồn có thể được viết

$$\delta u^* = A \cdot \text{Dirac}(t - t'_n)$$

Để thành lập sơ đồ tương đương của bộ biến đổi theo nghĩa các dao động nhỏ ta xác định hệ số khuếch đại rời rạc ký hiệu bằng K'_c (hình 3.27):



Hình 3.27. Sơ đồ tương đương rời rạc theo nghĩa dao động nhỏ của điều khiển số.

$$K'_c = \frac{\delta u_{id}}{\delta t'_n} = \frac{A}{t'_n}$$

Trong trường hợp bộ chỉnh lưu, sự gián đoạn có biểu thức

$$h = U_m \cos[\psi'_0 - (\pi/m)] - U_m \cos[\psi'_0 + (\pi/m)] = 2U_m \sin(\pi/m) \sin\psi_0$$

Hệ số khuếch đại tương đương của điều khiển số ký hiệu bằng K_c được xác định:

$$K_c = \frac{\partial u_{1d}}{\partial u_a} = K'_e a_0$$

Đối với bộ chỉnh lưu, trường hợp biến đổi tuyến tính

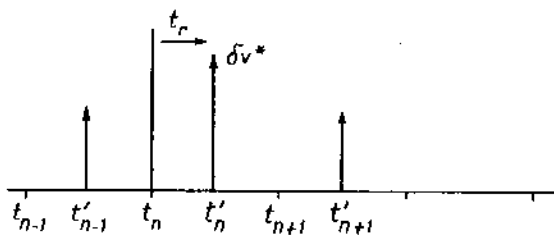
$$K_c = \frac{\pi U_m \sin(\pi/m)}{\omega A} \sin \psi_0$$

phụ thuộc vào điểm làm việc

Trong trường hợp biến đổi cosin

$$K_c = \frac{2U_m \sin(\pi/m)}{\omega A}$$

không phụ thuộc vào điểm làm việc. Sơ đồ tương đương rời rạc theo nghĩa dao động nhỏ của bộ biến đổi gồm hệ số khuếch đại tương đương K_c hoặc K'_e , bộ lấy mẫu, tiếp theo là khâu trễ. Vị trí của các xung Dirac cho trên hình 3.28.



Hình 3.28. Biểu đồ xung.

Hàm truyền

$$\begin{aligned} \frac{\partial I(z)}{\partial u_a(z)} &= G(z) = G(z, m = 1 - [t_r/T]) \\ &= \frac{K_c}{L} \frac{\exp(-T/\tau_c) \exp(t_r/\tau_c)}{z - \exp(-T/\tau_c)} \end{aligned}$$

Hàm truyền này tương đương với biểu thức

$$\delta i(n+1) = e_0 \delta i(n) + \frac{e_0}{e_1} \frac{K_c}{L} \delta u_a(n)$$

với $e_0 = \exp(-T/\tau_c)$ và $e_1 = \exp(-t_r/\tau_c)$.

HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ

Chương này trình bày phương pháp phân tích hệ điều khiển số, đặc tính của các bộ điều chỉnh số, các đặc tính chất lượng của hệ điều khiển số và sự ổn định của hệ điều khiển số.

4.1 CÁC SƠ ĐỒ TỔNG QUÁT CỦA HỆ ĐIỀU KHIỂN SỐ

Ta nghiên cứu một số cấu trúc tổng quát của hệ thống điều khiển số điển hình, trong đó đối tượng điều khiển có hàm truyền $G_p(p)$, bộ điều khiển tương tự có hàm truyền $G_c(p)$, bộ điều khiển số có hàm truyền $D(p)$, bộ lấy mẫu và lưu giữ ZOH.

Hình 4.1. là sơ đồ hệ điều khiển số có nối tầng bộ điều khiển tương tự.

Hình 4.2. là sơ đồ hệ điều khiển số có nối tầng bộ điều khiển số nằm trên mạch chính.

Hình 4.3. là hệ điều khiển số có bộ điều khiển tương tự nằm trên mạch phản hồi.

Hình 4.4 là hệ điều khiển số có bộ điều khiển số nằm trên mạch phản hồi.

Hình 4.5 là hệ điều khiển số nhiều biến có phản hồi nhiều biến, mọi biến trạng thái đều có thể truy nhập được. Trong thực tế không phải mọi biến trạng thái đều có thể truy nhập được người ta phải sử dụng bộ quan sát để đánh giá một số hoặc mọi biến. Trong hình 4.6 vectơ đầu ra $c(k)$ có thể truy nhập được, bộ quan sát chỉ đánh giá các biến $X(k)$, còn trong hình 4.7 đầu ra $C(k)$ được đưa trực tiếp vào bộ phản hồi đặc trưng bằng ma trận G .

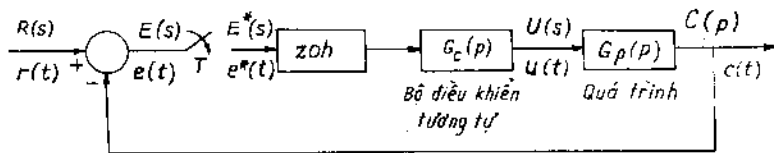
Ta nhận thấy việc điều khiển số bằng máy tính một quá trình liên tục bắt đầu bằng khâu lấy mẫu ZOH, đầu ra của nó là đại lượng rời rạc được tiến hành qua 4 giai đoạn:

- Chọn bước lấy mẫu Δ nhận được bằng tính toán hoặc nhận dạng quá trình, bằng phương trình lập, phương trình trạng thái hoặc hàm truyền của quá trình cần điều khiển.

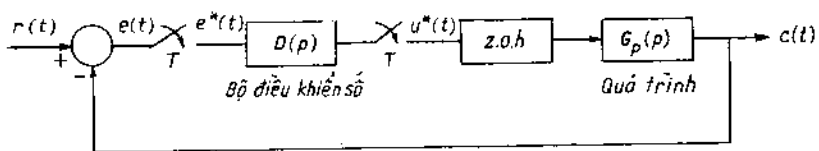
Chọn mô hình số hợp lý đối với các vòng. Phân tích hệ thống và nhiệm vụ thiết kế sẽ dẫn đến việc chọn mô hình thích hợp.

- Thiết kế bộ hiệu chỉnh số cần thiết. Trước hết cần chọn cấu trúc và thông số của bộ hiệu chỉnh.

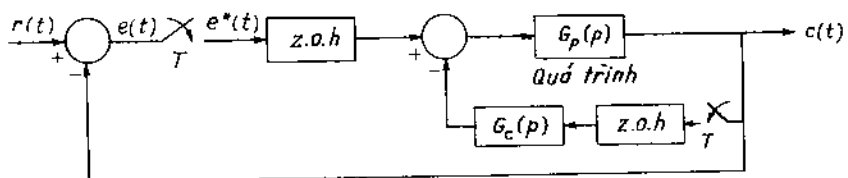
- Xây dựng chương trình máy tính, nói chung bộ hiệu chỉnh được tính toán trong miền tần số sau đó trở về miền thời gian. Máy tính đưa ra điều khiển thời gian thực $u(k)$ ở mỗi bước Δ vào hệ thống điều khiển số. Đây không phải vấn đề số hóa bộ hiệu chỉnh tương tự được tính toán theo phương pháp kinh điển mà các bộ điều chỉnh số hóa làm việc trong miền số, đó là việc thiết kế bộ hiệu chỉnh hoàn toàn mới. Bộ điều chỉnh số chỉ thực hiện tác động điều khiển từng bước, nó có khả năng nhớ các dữ liệu. Việc dễ dàng lập trình cho phép thực hiện bộ hiệu chỉnh chất lượng cao, dễ dàng hiệu chỉnh.



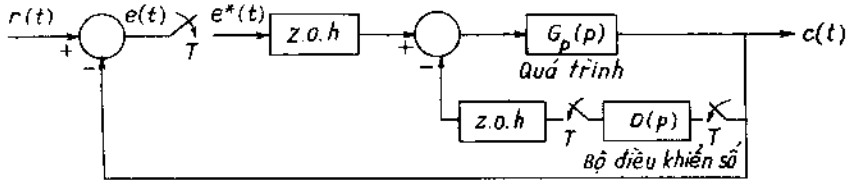
Hình 4.1. Hệ điều khiển số nối tầng bộ điều khiển tương tự.



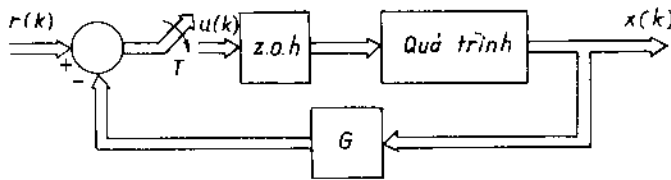
Hình 4.2. Hệ điều khiển số nối tầng bộ điều khiển số.



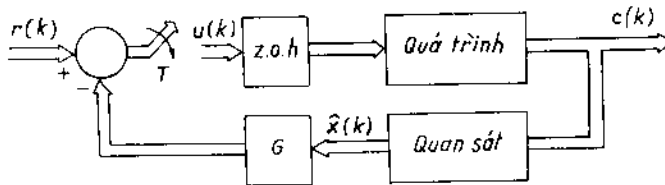
Hình 4.3. Hệ điều khiển số bộ điều khiển tương tự nằm trong mạch phản hồi.



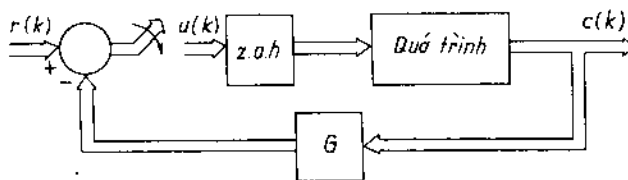
Hình 4.4. Hệ điều khiển số bộ điều khiển số nằm trong mạch phản hồi.



Hình 4.5. Hệ điều khiển số nhiều biến, phản hồi biến trạng thái.



Hình 4.6. Hệ điều khiển số nhiều biến có quan sát.



Hình 4.7. Hệ điều khiển số, phản hồi biến ra.

4.2 HÀM TRUYỀN CỦA VÒNG HIỆU CHỈNH SỐ

Ví dụ động cơ một chiều đầu vào là điện áp điều khiển, đầu ra là tốc độ quay. Hàm truyền tương tự của động cơ là

$$G_a(p) = \frac{K}{1 + Tp}$$

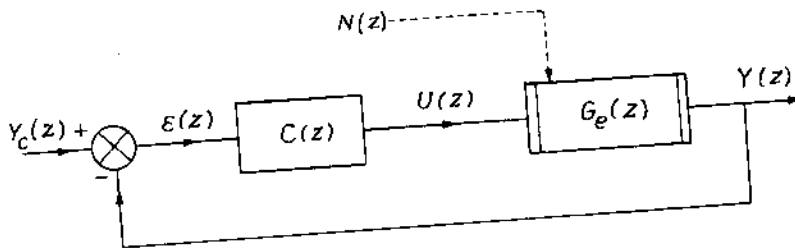
khi động cơ nằm trong vòng hiệu chỉnh số có $C(z)$ là hàm truyền của bộ hiệu chỉnh (hình 4.8) cần chuyển hàm truyền tương tự $G_a(p)$ sang dạng rời rạc. Theo (2-6) thực hiện biến đổi z ta có hàm truyền rời rạc của động cơ:

$$G_c(z) = (1 - z^{-1})Z \left[\frac{G_a(p)}{p} \right]$$

$$\text{Ta tính } Z \left[\frac{G_a(p)}{p} \right] = Z \left[\frac{K}{p(1 + Tp)} \right] = \frac{K.z(1 - e^{-\Delta/T})}{(z - 1)(z - e^{-\Delta/T})}$$

suy ra hàm truyền rời rạc của động cơ một chiều

$$G_c(z) = K \cdot \frac{(1 - z_0)}{z - z_0} \quad \text{với } z_0 = e^{-\Delta/T}$$



Hình 4.8. Hệ điều chỉnh kín.

Trong hình $N(z)$ là nhiễu tác động.
Hàm truyền hệ hở

$$\frac{Y(z)}{\varepsilon(z)} = C_z G_c(z)$$

hệ kín

$$\frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{C_z G_c(z)}{1 + C_z G_c(z)}$$

Ta nhận thấy nói chung $G_c(z)$ phụ thuộc vào chu kỳ lấy mẫu. Cực z_1 của $G_c(z)$ là $z_1 = e^{pi\Delta}$, pi là cực của $G_a(p)$. Nếu động cơ có bộ lưu giữ và lấy mẫu ZOH điều khiển bằng máy tính với chu kỳ Δ . Ta nhận thấy đáp ứng tốc độ của động cơ có quan hệ lặp giữa đầu vào và đầu ra:

$$y(k) = 0,6y(k - 1) + 0,35u(k - 1)$$

$$Y(z) = 0,6.z^{-1}Y(z) + 0,35z^{-1}U(z),$$

tức là $\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0,35}{z-0,6}$ là hàm truyền cần tìm.

Ta cũng có thể tìm dưới dạng

$$G_c(z) = 0,875 \frac{1 - 0,6}{z - 0,6}$$

$K = 0,875 \text{ rad/s.V}$, $z_0 = e^{-\Delta/T} = 0,6$, nghĩa là $T/\Delta = 2$.

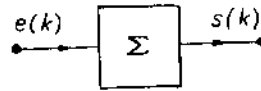
4.3 TÍCH PHÂN, ĐẠO HÀM SỐ

Các toán tử tích phân và đạo hàm trong lĩnh vực tương tự được thay thế bằng phép tổng và hiệu của các mẫu. Chúng ta sẽ xác định hàm truyền theo z của tổng và hiệu và phối hợp chúng để tạo nên PID số.

4.3.1 Tích phân số: phép tổng

$e(k)$ là tín hiệu vào rời rạc của bộ tổng. Bộ tổng hình 4.9 thực hiện phép tích lũy có phương trình sau:

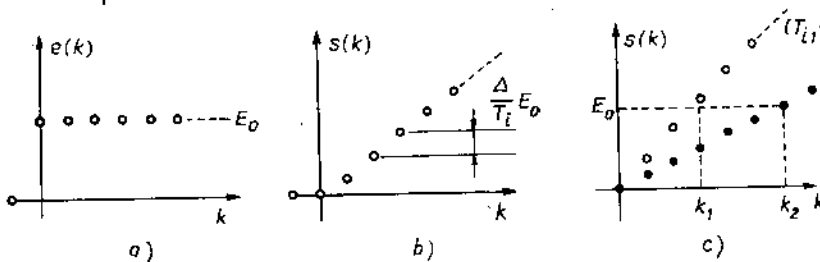
$$\left. \begin{aligned} s(k+1) &= s(k) + \frac{\Delta}{T_i} e(k) \\ s(0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$



Hình 4.9. Tổng số.

Mỗi bước lấy mẫu tổng $s(k)$ bây giờ được cộng thêm một lượng điều chỉnh $\frac{\Delta}{T_i} e(k)$. Đầu ra $s(k)$ được tích phân số bằng một bước $\frac{\Delta}{T_i} e(k)$. Vì chu kỳ lấy mẫu T cố định ta có thể tính giá trị lượng tăng của đầu ra. T_i là thời gian tích phân.

Hình 4.10 a, b, c cho ta thấy sự phát triển của lượng ra $s(k)$ giữa 2 lần lấy mẫu khi $\frac{\Delta}{T_i}$ là số nguyên.



Hình 4.10. Tích phân số.

Chuyển sang biến đổi z , $s(0)$ bằng không từ (4-1) ta có:

$$zS(z) = S(z) + \frac{\Delta}{T_i} E(z)$$

suy ra

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{\Delta}{T_i} \cdot \frac{1}{z - 1} \quad (4-2)$$

biểu thức (4-2) là hàm truyền của bộ tích phân số. Ta nhận thấy cực $z = 1$ đặc trưng cho phép tổng, trong lĩnh vực số cũng có vai trò như cực ở $p = 0$ trong lĩnh vực tương tự (hàm truyền $\frac{1}{T_i p}$).

4.3.2 Đạo hàm số: vi phân

Bộ đạo hàm số hình 4.11 có biểu thức:

Biểu thức đạo hàm số

$$s(k) = T_d \frac{e(k) - e(k - 1)}{\Delta} \quad (4-3)$$

T_d là thời gian đạo hàm.

Chuyển sang miền tần số với điều kiện đầu bằng không ta có

$$S(z) = \frac{T_d}{\Delta} [E(z) - z^{-1}E(z)]$$

Hàm truyền của bộ đạo hàm số:

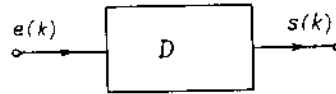
$$D_1(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{T_d}{\Delta} \cdot \frac{z - 1}{z} \quad (4-4)$$

Nhận xét tích phân số có cực $z_1 = 1$, còn đạo hàm số có zêrô $z_d = 1$.

4.3.3 Đạo hàm có lọc

Trong kỹ thuật tương tự bộ đạo hàm thực tế bao giờ cũng được lọc bằng bộ lọc thông thấp để tránh hệ số khuếch đại quá lớn, tín hiệu nhiễu biến thiên quá nhanh.

Hàm truyền của bộ đạo hàm là $\frac{T_d p}{1 + \frac{T_d}{N} p}$, N là hệ số từ 8 đến 10.



Hình 4.11. Đạo hàm số.

Chuyển sang biến đổi z ta có:

$$D_2(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{T_d p}{p(1 + \frac{T_d p}{N})}\right] = (1 - z^{-1}) \cdot \frac{Nz}{z - z_0}, \quad z_0 = e^{-N \frac{\Delta}{T_d}}$$

Cuối cùng ta được

$$D_2(z) = N \cdot \frac{z - 1}{z - z_0} \quad (4-5)$$

là hàm truyền của bộ đạo hàm số có lọc.

So sánh (4-5) và (4-4) ta thấy bộ đạo hàm số đơn giản và đạo hàm số có lọc có hai zêrô $z = 1$ nhưng cực $z = 0$ ở đạo hàm đơn được thay bằng cực z_0 của đạo hàm có lọc $D_2(z)$.

Cực z_0 có tác dụng "san bằng" khi đầu vào số biến thiên đột ngột. Ta hãy xét ví dụ sau đây:

Cho $e(k) = E_0 \Gamma(k)$ tác động vào đầu vào của bộ đạo hàm. Hãy tính đáp ứng $s_1(k)$ của bộ đạo hàm đơn và $s_2(k)$ của bộ đạo hàm có lọc và so sánh kết quả với $T_d = 10\Delta$ và $N = 8$.

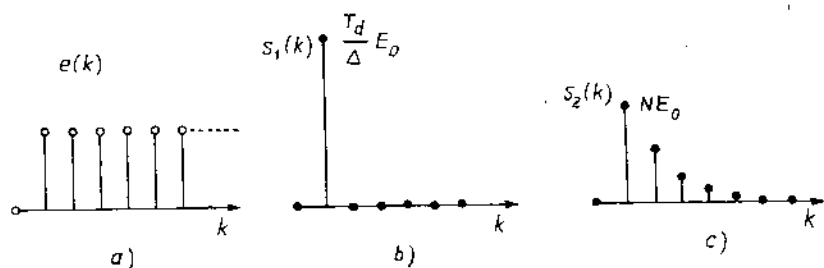
$$1) \text{ Bộ đạo hàm đơn } D_1(z) = \frac{S_1(z)}{E(z)} = \frac{T_d}{\Delta} \cdot \frac{z - 1}{2}$$

$$\text{Vì } E(z) = E_0 \frac{z}{z - 1}, \quad S_1(z) = \frac{T_d}{\Delta} E_0 \text{ suy ra } s_1(k) = \frac{T_d}{\Delta} E_0 \delta(k)$$

Đầu ra là một xung có biên độ lớn, ở đây là $10E_0$.

2) Bộ đạo hàm có lọc $D_2(z)$

$$S_2(z) = E_0 \frac{z}{z - 1} \cdot \frac{N(z - 1)}{z - z_0}$$



Hình 4.12. Tín hiệu vào và ra của bộ đạo hàm.

suy ra $S_2(z) = N.E_0 \frac{z}{z - z_0}$ dẫn đến $s_2(k) = NE_0 z_0^k$

Đồ thị xung đầu vào $e(k)$ trên hình 4.12a, đầu ra của bộ đạo hàm đơn hình 4.12b, đầu ra đạo hàm có lọc.

Trên hình 4.12c. Đầu ra bộ đạo hàm đơn có một xung duy nhất biên độ lớn, còn ở đầu ra bộ đạo hàm có lọc là dãy xung suy giảm. Ta nhận thấy tác dụng làm giảm xung của z_0 .

4.4 PID SỐ

4.4.1 Hàm truyền theo z

Trong kỹ thuật tương tự ta có hàm truyền của PID tương tự:

$$C_u(p) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i p} + \frac{T_d p}{1 + \frac{T_d}{N} p} \right)$$

Có thể thực hiện hàm truyền dưới dạng số bằng bộ vi xử lý bằng cách thay bộ tích phân và đạo hàm tương tự thành dạng số. Kết quả ta được:

$$C_c(z) = K_c \left(1 + \frac{\Delta}{T_i} \cdot \frac{1}{z - 1} + \frac{N(z - 1)}{z - z_0} \right) \quad (4-6)$$

trong đó T_i là hằng số tích phân, là thời gian để đầu ra bộ tích phân đạt được một hằng đầu vào.

N thông số tín hiệu đạo hàm, quyết định biên độ.

z_0 cực suy giảm vào khoảng 0,2 đến 0,4.

K_c hệ số khuếch đại tĩnh của bộ hiệu chỉnh

Δ bước lấy mẫu.

Có thể lấy $z_0 = 0$ (đạo hàm đơn), khi đó bước nhảy đầu vào PID ứng với xung Dirac ở đầu ra.

4.4.2 Lập trình bộ điều chỉnh PID số

Ta tìm công thức lập liên hệ $e(k)$ và $u(k)$ của bộ điều chỉnh PID số. Đơn giản (4-6) có:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = C_c(z) = K_c \frac{(1 + N)z^2 - (1 + z_0 + 2N \frac{1}{t_i})z + (z_0 + N \frac{z_0}{t_i})}{z^2 - (1 + z_0)z + z_0}$$

$$\text{với } t_1 = \frac{T_1}{\Lambda}$$

thay các giá trị số $t_1 = 5$, $K_1 = 0,5$, $N = 8$, $z_0 = 0,3$ ta được trong không gian z :

$$z^2U(z) - 1,3zU(z) + 0,3U(z) = 4,5z^2\varepsilon(z) - 8,55z\varepsilon(z) + 4,12\varepsilon(z)$$

chia cho z^2

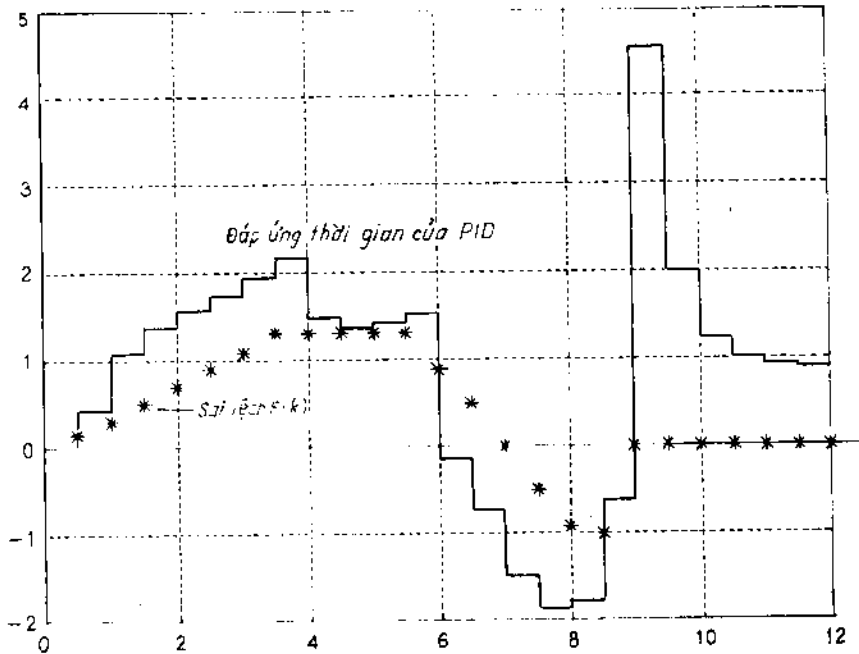
$$U(z) = 1,3z^{-1}U(z) - 0,3z^{-2}U(z) + 4,5\varepsilon(z) - 8,55z^{-1}\varepsilon(z) + 4,12z^{-2}\varepsilon(z)$$

Chuyển sang miền thời gian ta được quy luật điều khiển của bộ điều chỉnh PID

$$u(k) = 1,3 u(k - 1) - 0,3u(k - 2) + 4,5\varepsilon(k) - 8,55\varepsilon(k - 1) + 4,12\varepsilon(k - 2) \quad (4-7)$$

Xuất phát từ $u(-1)$ và $u(-2) = 0$, đưa vào sai lệch $\varepsilon(k)$ dưới dạng các mẫu rời rạc đánh dấu * trên hình 4.13, ta tính $u(0)$, $u(1)$... $u(k)$ trở về phương trình lặp. Hình 4.13 là kết quả $u(k)$ bằng nét đậm hình bậc thang. Ta nhận thấy:

- Tác động tích phân duy trì điều khiển $u(k) = 0,9$, sai lệch $\varepsilon(k) = 0$, không phải bộ điều chỉnh tỷ lệ đơn giản.



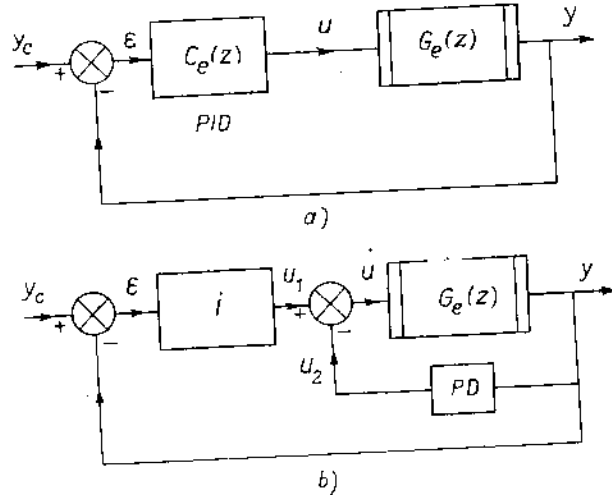
Hình 4.13. Đáp ứng thời gian của PID số, bước lấy mẫu = 0,5s.

- Mỗi thay đổi độ dốc của $\epsilon(k)$ dẫn tới thay đổi $u(k)$ rất lớn do tác động đạo hàm

- Hiệu quả suy giảm của cực z_0 cũng thấy rõ khi sai lệch ở giai đoạn cuối chuyển từ -1 đến 0, ta nhận thấy $u(k)$ giảm dần và đạt đến giá trị xác lập.

4.4.3 Các phương án khác của PID số

Luật điều khiển (4-7) suy ra từ hàm truyền của bộ điều chỉnh, nhờ đó ta có thể lập trình trên máy tính, cho phép xác định tác động $u(k)$ từ quan sát sai lệch $\epsilon(k)$. Hình 4.14a là sơ đồ PID kinh điển. Ta cũng có thể có sơ đồ khác vẽ trên hình 4.14b trong đó sai lệch ϵ chỉ được tích phân mà không đạo hàm để tránh điều khiển đột ngột khi giá trị định chuẩn thay đổi.



Hình 4.14. Các phương án PID số.

Đối với sơ đồ hình 4.14a ta có

$$U(z) = K_c \epsilon(z) \left[1 + \frac{\Delta}{T_i} \cdot \frac{1}{z-1} + \frac{N(z-1)}{z-z_0} \right]$$

Với sơ đồ hình 4.14b có phản hồi trạng thái $u(z) = u_1(z) - u_2(z)$

$$U_1(z) = K_1 \frac{\Delta}{T_i} \cdot \frac{1}{z-1} \epsilon(z)$$

$$U_2(z) = K_2(Y(z) + N \cdot \frac{z-1}{z-z_0} Y(z)) \text{ dẫn đến}$$

$$U(z) = \frac{K_1}{t_i} \cdot \frac{1}{z-1} \epsilon(z) - K_2 \left(1 + \frac{N(z-1)}{z-z_0} \right) Y(z)$$

Để tìm luật điều khiển $u(k)$ theo $\epsilon(k)$ và $y(k)$ ta nhân $(z-1)(z-z_0)$ rồi chia cho z^2 để có dạng trễ z^{-1} và chuyển sang tọa độ thời gian:

$$u(k) = (1+z_0)u(k-1) - z_0u(k-2) + \frac{K_1}{t_i} \varepsilon(k-1) - \frac{K_1}{t_i} z_0 \varepsilon(k-2) - K_2(1+N)y(k) + K_2(1+2N+z_0)y(k-1) - K_2(z_0+N)y(k-2) \quad (4-8)$$

Nhận xét: - Bộ điều chỉnh PI khi $N = 0$.

- Luật điều chỉnh (4-8) tương đối phức tạp, cần xác định các thông số K_1, K_2, t_i, N, z_0 luôn vào khoảng 0,3.

4.5 TRỄ THUẦN, BẬC CỦA HỆ THỐNG

4.5.1 Bậc của hệ thống

Bậc hệ thống được định nghĩa là số biến trạng thái cần thiết (và đủ) để mô tả động học, nghĩa là thành phần đầu tiên của phương trình lập:

$$y(k+n) + a_{n-1}y(k+n-1) + \dots + a_1y(k+1) + a_0y(k) = \dots$$

đây là phương trình bậc n , với điều kiện $a_n \neq 0$.

n điều kiện đầu $y(0), y(1), \dots, y(n-1)$ cần thiết xác định trạng thái ban đầu luôn bằng không (hệ thống tĩnh) theo yêu cầu thay đổi tọa độ ở điểm tĩnh thực. Do vậy luôn có

$$Z[y(k+n)] = z^n Y(z) \text{ với } n \text{ bất kỳ}$$

Điều đó có hệ quả là nếu hệ thống yêu cầu ở thời điểm $k=0$ chỉ có tín hiệu $u(k)$, đáp ứng $y(k)$ sẽ có trễ.

4.5.2 Trễ thuần

Ta xét một ví dụ

$$y(k+2) + a_1y(k+1) + a_0y(k) = b_{-5} u(k-5) \\ y(0) = y(1) = 0$$

Nếu ta đặt vào hệ thống một bước nhảy $[u(k)] = [\Gamma(k)]$, vẽ hai bảng không với $k < 5$. Với $k = 5$, công thức lập $y(k+2) = \dots$ sẽ bắt đầu cho kết quả khác không bắt đầu từ $i(7)$ điểm xuất phát của tín hiệu $y(k)$.

$$y(0) = y(1) = \dots = y(6); y(7) \neq 0$$

Ta nói rằng hệ thống bị trễ thuần 5 mẫu. Điều đó dẫn đến xuất hiện thành phần z^{-1} trong hàm truyền

$$y(k+n) + a_{n-1}y(k+n-1) + \dots + a_0y(k) = b_0u(k)$$

cho ta

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0}{z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_0}, \text{ không trễ}$$

trong khi đó $y(k+n) + \dots + a_n y(k) = b_m u(k-5)$

cho ta:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_m z^{-5}}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0} \quad \text{có trễ thuần.}$$

Ta thường thấy vế 2 của phương trình lập có nhiều thành phần

Ví dụ

$$y(k+3) = -3y(k+2) - 2y(k+1) - y(k) + u(k+1) + 2u(k) + u(k-1) + u(k-2) \quad (4-9)$$

Hệ thống bậc 3

Thành phần chính với kích thích là $u(k)$

$u(k+1)$ sinh vượt trước đáp ứng

$u(k-1), u(k-2)$ sinh trễ.

Hàm truyền

$$\begin{aligned} \frac{Y(z)}{U(z)} &= \frac{z + 2 + z^{-1} + z^{-2}}{z^3 + 3z^2 + 2z + 1} = \\ &= \frac{z^2 + 2z^3 + z^4 + z^5}{1 + 3z^{-1} + 2z^{-2} + z^{-3}} = z^{-2} \frac{z^5 + 2z^4 + z^3 + 1}{z^3 + 3z^2 + 2z + 1} \end{aligned}$$

Thành phần z^{-2} thể hiện có một trễ thuần

Ta nhận thay dạng (4-9) nhận được khi đặt $i = k + 3$

$$y(i) = -3y(i-1) - 2y(i-2) - y(i-3) + u(i-2) + 2u(i-3) + 4u(i-4) + u(i-5) \quad (4-10)$$

Người lập trình thường thích sử dụng (4-10) vì có ưu điểm thể hiện rõ thời điểm hiện tại i và quá khứ thể hiện qua $i-1, i-2, \dots$. Nó thể hiện trễ thuần (thời của Δ) ở 2 mẫu cuối. Kích thích u sẽ được xử lý đúng như động học hệ thống nhờ bộ nhớ máy tính và không có gì khác giữa $u(i-2), u(i-3), u(i-4), \dots$. Trễ thuần khó xử lý bằng kỹ thuật tương tự nhưng có thể xử lý bằng kỹ thuật số. Như vậy ta rút ra kết luận:

- Trễ thuần thể hiện qua hàm truyền theo z bằng phân tử (z^{-1}) nghĩa là một zêrô.
- Khi tử số có hệ số ($z^{-1} - z^{-2}$) sẽ vượt trước một phần. Nếu $z_1 = 0$ vượt trước một bước
- Nguyên lý nhân qua đầu lên bậc của tử số của hàm truyền theo z phải

lớn hơn hoặc bằng bậc của mẫu số.

4.6 DẠNG CHUẨN CỦA HÀM TRUYỀN

Ta đã biết trong kỹ thuật tương tự hàm truyền thể hiện đặc tính tĩnh và động của hệ thống.

Trong miền z hàm truyền không thể hiện rõ bằng. Ta hãy xét hàm truyền dạng chuẩn:

$$G(z) = \frac{K}{(z - 1)^m} z^{-r} \frac{N(z)}{D(z)} \quad (4-11)$$

K bằng $\lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)^m \cdot G(z)$.

Ví dụ 1

Hệ thống số đặc trưng bằng phương trình lặp, với điều kiện đầu bằng không:

$$2y(k) = y(k - 1) + 4y(k - 2) - 3y(k - 3) + 3u(k - 2) + 2u(k - 3) + 5u(k - 4)$$

1) Xác định hàm truyền $G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)}$

2) Tìm và cách ly các cực $z = 1$ nếu có

3) Tìm hệ số khuếch đại

4) Đưa $G(z)$ về dạng chuẩn.

Trả lời:

1) $G(z) = \frac{3z^{-2} + 2z^{-3} + 5z^{-4}}{2 - z^{-1} - 4z^{-2} + 3z^{-3}} = z^{-1} \frac{3z^2 + 2z + 5}{2z^3 - z^2 - 4z + 3}$

2) Cực $z = 1$ xuất hiện 2 lần mẫu số $= (z - 1)^2(2z + 3)$

3) $K = \frac{3 + 2 + 5}{2 + 3} = 2$

4) $G(z) = 2 \cdot \frac{1}{(z - 1)^2} \cdot z^{-1} \cdot \frac{(3z^2 + 2z + 5)}{4z + 6}$

Hệ thống này là bậc ba có 2 tích phân và một trễ bước z^{-1} , có 2 vượt trước liên quan đến zêrô của tử số. Ta có thể viết $G(z)$ bằng cách khai triển mẫu số:

$$G(z) = \frac{(3z^2 + 2z + 5)}{2z^4 - z^3 - 4z^2 + 3z}$$

nghĩa là bậc 4.

Ví dụ 2

Cho phương trình lặp

$$y(k) = 1,5y(k-1) - 0,5y(k-2) + 2u(k) - 0,6u(k-3)$$

Các câu hỏi như ví dụ 1.

Trả lời

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{2 - 0,6z^{-3}}{1 - 1,5z^{-1} + 0,5z^{-2}} = \frac{2z^3 - 0,6}{z^3 - 1,5z^2 + 0,5z}$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = 2,8z^{-1} \cdot \frac{1}{z-1} \cdot \frac{2z^3 - 0,6}{2,8z - 1,4}, \text{ hệ số } K = 2,8.$$

4.7 CỰC, ZÊRÔ, SỰ ỔN ĐỊNH CỦA HỆ ĐIỀU CHỈNH

4.7.1 Cực

Các cực là nghiệm của mẫu thức hàm truyền, đặc trưng cho chế độ tự do của hệ thống.

Đặt các cực $p_i = -\frac{1}{T_i}$ của $G_a(p)$ ta sẽ có

$$G_a(p) = \frac{K}{(1 + T_1p)(1 + T_2p)\dots} = \frac{A_1}{1 + T_1p} + \frac{A_2}{1 + T_2p} + \dots$$

$$Z\left[\frac{A(p)}{p}\right] = \sum_i Z\left[\frac{A_i}{p(1 + T_i p)}\right] = \sum_i \frac{A_i z(1 - \alpha_i)}{(z-1)(z - \alpha_i)}$$

$$\text{với } \alpha_i = e^{-\Lambda/T_i} = e^{p_i \Lambda}$$

do đó

$$G_c(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_a(p)}{p}\right] = \sum_i \frac{A_i(1 - \alpha_i)}{z - \alpha_i}$$

Các cực của $G_c(z)$ là $z_i = \alpha_i = e^{p_i \Lambda}$, trong đó p_i là cực của hệ thống tương tự.

4.7.2 Zêrô

Cũng như hệ tương tự, không thể bỏ qua ảnh hưởng của zêrô. Nếu tử số có các zêrô và đa thức tử số lớn hơn không, nghĩa là vế thứ hai của phương trình lặp nhờ nhiều thành phần kích thích đầu vào $u(k+2)$, $u(k+1)$, $u(k)$...

Ta có thể nói rằng $z_0 = 0$ là vượt trước một bước và $z_0 \neq 0$ như vượt trước một phần bước. Trong mọi trường hợp đáp ứng của hệ thống có hàm truyền:

$$G_c(z) = \frac{b_0 + b_1 z}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots}$$

chủ yếu phụ thuộc vào các thông số a_0, a_1, a_2, \dots xác định cực và chính là động học hệ thống. Tuy nhiên các thông số b_0, b_1, \dots xác định các zêrô của hệ thống ngoài tham gia vào hệ số khuếch đại tĩnh còn ảnh hưởng đến dáng điệu của đáp ứng.

Ta đặt $G_0 = \frac{b_0}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots}$ — đáp ứng của

$G_{c1}(z) = b_0 \frac{z}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots}$ không gì khác G_0 nhưng vượt

trước một bước.

Mọi zêrô khác không trong hàm truyền sẽ đưa đầu ra vượt trước một

phần của mọi mẫu, như vậy $G_{c2}(z) = \frac{z - z_0}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots}$ có đáp ứng vượt trước (bằng z_0) so với $G_0(z)$.

4.8 MÔ HÌNH SỐ BẬC NHẤT

Hệ thống số nhận được bằng cách làm rời rạc quá trình tương tự $G_n(p)$ sau đó là bộ lưu giữ bậc không ZOH, hàm truyền của hệ tương tự rời rạc hóa là:

$$G_c(z) = \frac{z - 1}{z} Z\left[\frac{G_n(p)}{p}\right]$$

Công thức này và các bảng cho phép tính $G_c(z)$ trong mọi tình huống. Chỉ cần phân tích $G_n(p)$ thành các phân thức đơn giản quanh các cực thực, bậc hai quanh các cực phức.

Trễ thuần ứng với z^{-1} .

Ví dụ

Tìm hàm truyền rời rạc của hệ thống $\frac{K}{1+T_0 p}$ với bộ lấy mẫu và lưu giữ ZOH.

Trả lời

$$G(z) = \frac{b_0}{z - z_0} \quad \text{với} \quad \begin{cases} b_0 = K(1 - z_0) \\ z_0 = e^{-\Delta/T_0} \end{cases}$$

Ta nhận thấy $G(z)$ là bậc nhất, phụ thuộc vào Δ

Cực z_0 , dương, nhỏ hơn 1

$$z_0 = e^{-\Delta/T_0} = e^{p_0 \Delta}, \quad p_0 = -\frac{1}{T_0}$$

là cực của hệ tương tự

$$\text{Hệ số khuếch đại tĩnh bằng } G(1) = \frac{b_0}{1 - z_0} = \frac{K(1 - z_0)}{1 - z_0} = K.$$

Bây giờ ta tìm $G(z)$ khi hệ thống có trễ nhỏ hơn Δ

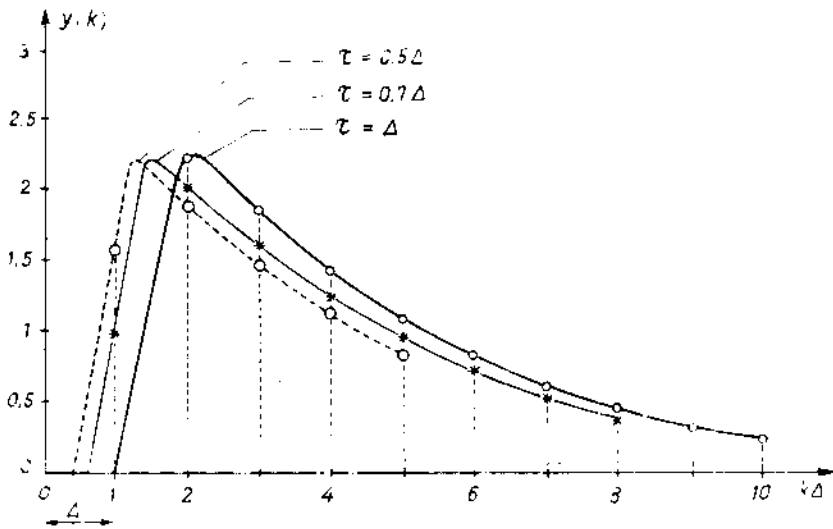
$$G_n(p) = \frac{K}{1 + Tp} e^{-\tau p} \text{ với } \tau < \Delta.$$

Biến đổi z của $\frac{e^{-\tau p}}{p(1 + Tp)}$ là:

$$S(z, m) = \frac{1}{z - 1} - \frac{e^{-m\Delta/T}}{z - e^{-\Delta/T}} \text{ với } m = 1 - \frac{\tau}{\Delta} \quad (0 < m < 1),$$

$$\text{đặt } z_0 = e^{-\Delta/T}$$

$$G_n(z) = K \left[\frac{1}{z} - \frac{(z - 1)z_0^m}{z(z - z_0)} \right].$$



Hình 4.15. Đáp ứng xung hệ bậc nhất có trễ $\tau < \Delta$

$$G_c(z) = Kz^{-1} \frac{(1 - z_0^m)(z - z_0)(1 - z_0^{m-1})}{(z - z_0)}$$

$$G_c(z) = K_1 z^{-1} \frac{z - \alpha}{z - z_0}$$

$$K_1 = K(1 - e^{(T-\Delta)\lambda}); \quad z_0 = e^{-\lambda T}; \quad \alpha = \frac{e^{-\lambda T}(1 - e^{T\lambda})}{1 - e^{(T-\Delta)\lambda}}$$

Trễ nhỏ hơn Δ thể hiện bằng trễ một bước (thành phần z^{-1}) và được bù bằng vượt trước do α . Ta nhận thấy α là số thực âm. "Zêrô" sẽ trên trục thực ở bên phải gốc. Nếu τ vượt quá vượt giá trị nào đó (0.56Δ) thì $|\alpha| > 1$ và "zêrô" ra khỏi vòng tròn đơn vị ở phía phải. Hình 4.15 là đáp ứng xung của hệ với $\Delta = 1$, $T = 4s$; $k = 10$ với các giá trị trễ $\tau = 0.5\Delta$; 0.7Δ ; 1Δ . Các điểm được nối với nhau để thấy rõ ảnh hưởng của trễ.

4.9 MÔ HÌNH SỐ BẬC HAI

Phức tạp hơn bậc nhất, mô hình số bậc hai có 2 thông số điều chỉnh là ξ và ω_n . Ta cần biết rõ dạng rời rạc của $G_c(z)$ cũng như giá trị của các đại lượng điện hình

4.9.1 Hàm truyền của mô hình số bậc hai

Giả thiết hệ thống có hàm truyền tương tự $G_a(p)$:

$$G_a(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_n} + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}$$

Qua ZOH đầu ra rời rạc bước Δ là:

$$G_c(z) = (1 - z^{-1})Z\left[\frac{G_a(p)}{p}\right]$$

Ta có thể biểu diễn $G_c(z)$ theo hai dạng:

- Đa thức và tìm trực tiếp các hệ số của phương trình lặp
- Dạng cực - zêrô thể hiện rõ các đặc tính động. Các cực z_i của $G_c(z)$ được tìm từ các cực $G_a(p)$ tương tự

$$z_i = e^{p_i \Delta} \text{ với } p_i = -\xi\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

$$\alpha = e^{e^{-\xi\omega_n \Delta}} \text{ và } \beta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

Ta sẽ được các biểu thức sau:

$$G_c(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0}$$

$$G_c(z) = \frac{b_1(z - z_0)}{(z - z_1)(z - z_1^*)}$$

$$a_0 = \alpha^2 \quad a_1 = 2\alpha \cos(\omega_p \Delta)$$

$$b_0 = \alpha^2 + \alpha \left[\xi \frac{\omega_n}{\omega_p} \sin(\omega_p \Delta) - \cos(\omega_p \Delta) \right]$$

$$b_1 = 1 - \alpha + \alpha \left[\xi \frac{\omega_n}{\omega_p} \sin(\omega_p \Delta) + \cos(\omega_p \Delta) \right]$$

$$z_0 = -\frac{b_0}{b_1}$$

$$z_1, z_1^* = \exp(-\xi \omega_n \Delta \pm j \omega_p \Delta)$$

4.9.2 Biểu đồ xác định thông số

Để thuận tiện xác định các thông số a_0, a_1 ta sử dụng biểu đồ của hệ bậc hai (hình 4.16).

Ví dụ

Tìm thông số của mô hình số bậc hai thỏa mãn các yêu cầu:

Hệ số khuếch đại tĩnh 1

Hệ số suy giảm $\xi = 0,6$

Tần số tự nhiên $\omega_n = 0,8$ rad/s.

Trả lời

a) Đầu tiên chọn bước lấy mẫu Δ

Ta biết rằng $0,25 < \omega_n \Delta < 1,25$

Chọn $\Delta = 1$ s, suy ra $\Delta \omega_n = 0,8$

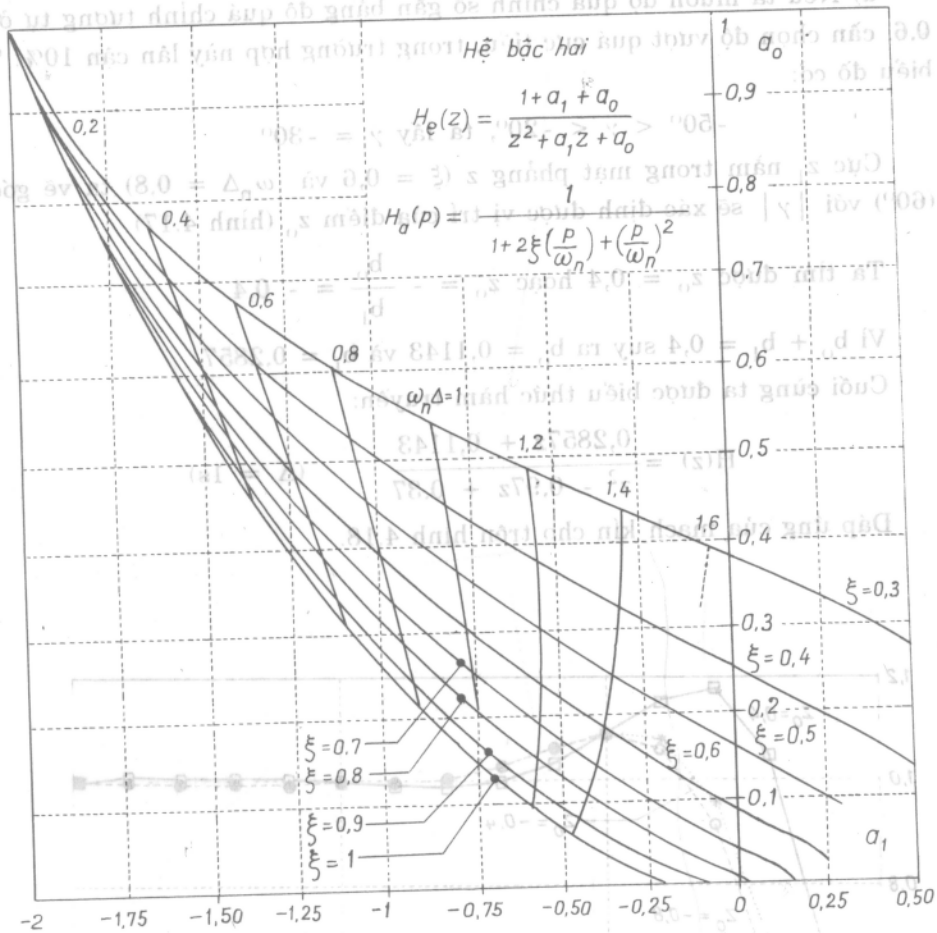
b) Xác định a_1 và a_0

Theo biểu đồ 4.16 với $\xi = 0,6$ và $\omega_n \Delta = 0,8$ có $a_1 = -0,97$ và $a_0 = 0,37$.

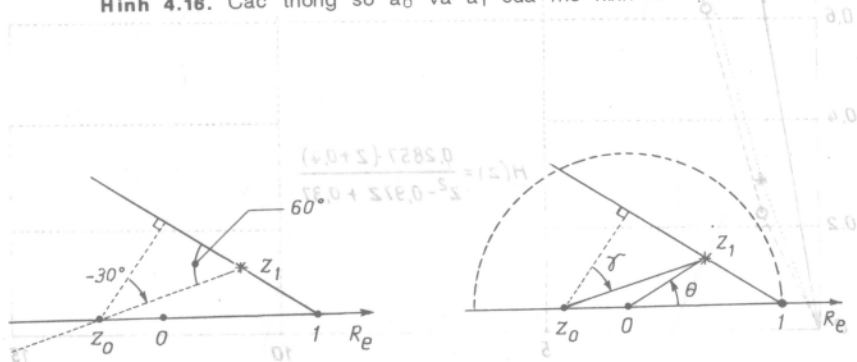
c) Hệ số khuếch đại tĩnh bằng 1

$$\lim_{z \rightarrow 1} H(z) = H(1) = \frac{b_1 + b_0}{1 + a_1 + a_0} = 1$$

$$b_1 + b_0 = 1 + a_1 + a_0 = 1 - 0,97 + 0,37 = 0,4$$



Hình 4.16. Các thông số α_0 và α_1 của mô hình rời rạc.



Hình 4.17. Xác định z_0 .

d) Nếu ta muốn độ quá chỉnh số gần bằng độ quá chỉnh tương tự ở $\xi = 0,6$, cần chọn độ vượt quá cực tiểu, trong trường hợp này lớn cận 10%. Theo biểu đồ có:

$$-50'' < \gamma < -20'', \text{ ta lấy } \gamma = -30''$$

Cực z_1 nằm trong mặt phẳng z ($\xi = 0,6$ và $\omega_n \Delta = 0,8$) ta vẽ góc bù ($60''$) với $|\gamma|$ sẽ xác định được vị trí của điểm z_0 (hình 4.17)

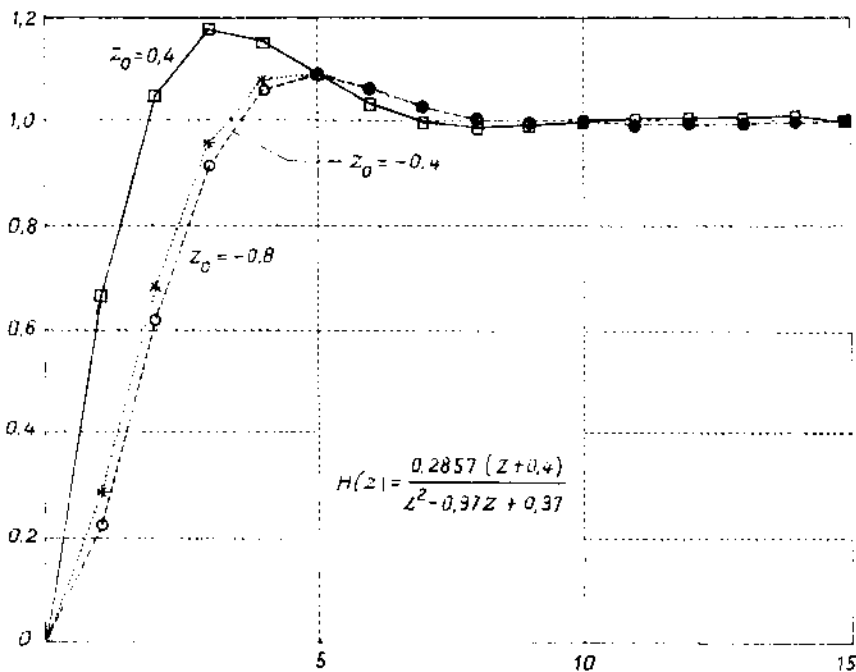
$$\text{Ta tìm được } z_0 = 0,4 \text{ hoặc } z_0 = -\frac{b_0}{b_1} = -0,4$$

$$\text{Vì } b_0 + b_1 = 0,4 \text{ suy ra } b_0 = 0,1143 \text{ và } b_1 = 0,2857$$

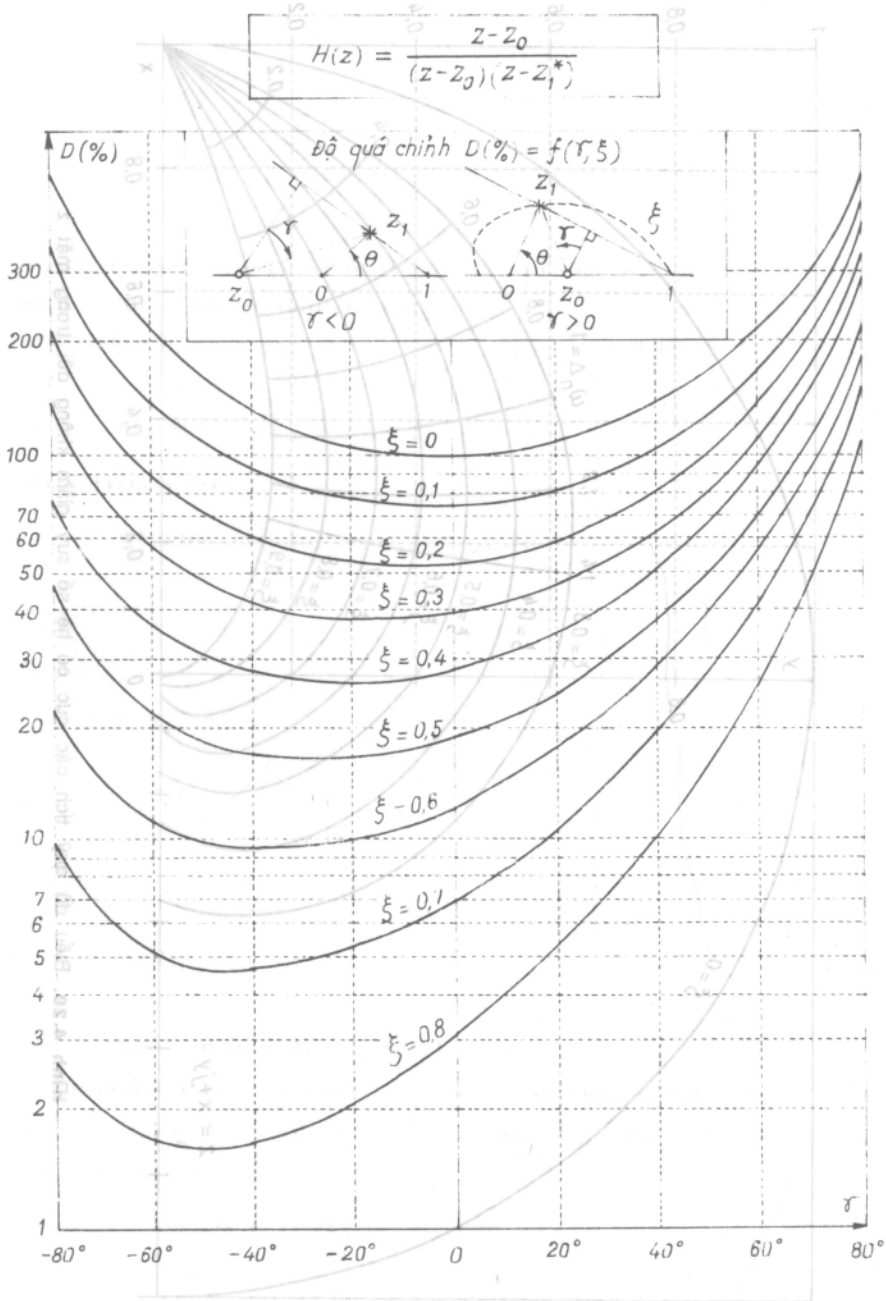
Cuối cùng ta được biểu thức hàm truyền:

$$H(z) = \frac{0,2857z + 0,1143}{z^2 - 0,97z + 0,37} \quad (\Delta = 1s)$$

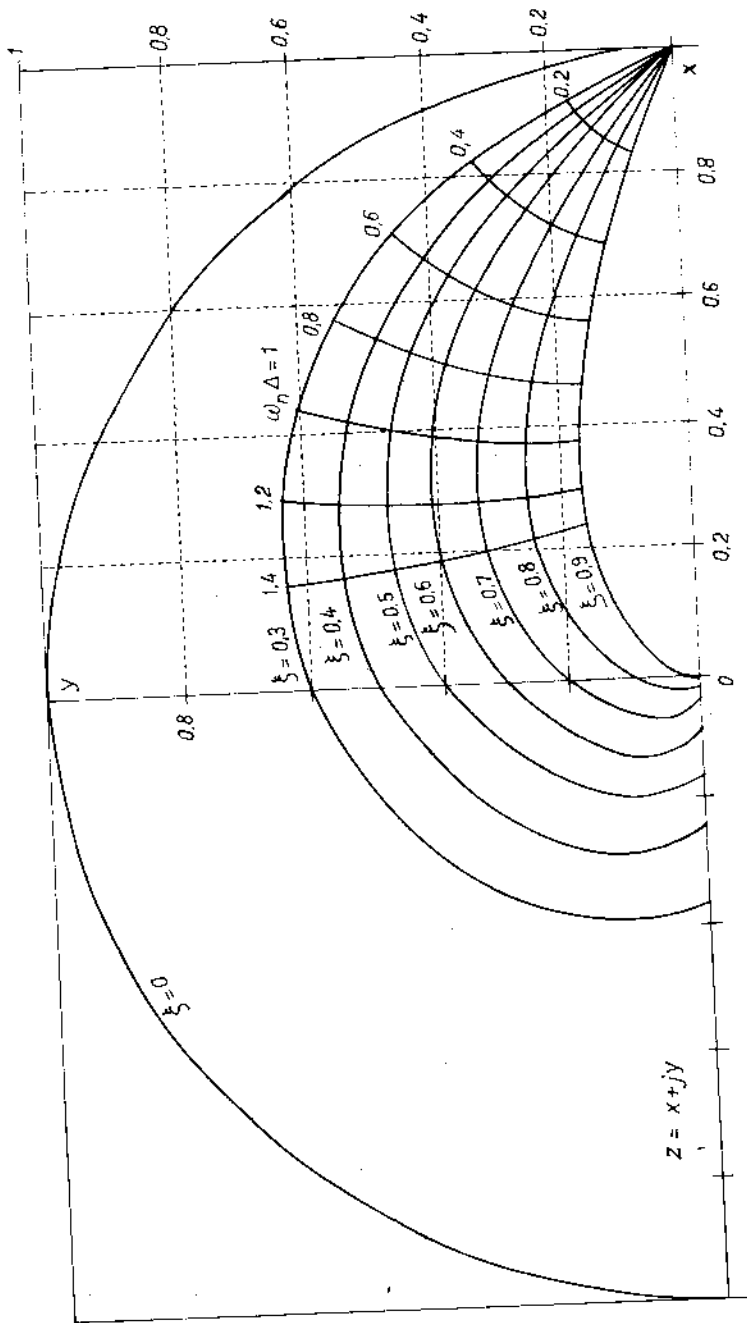
Đáp ứng của mạch kín cho trên hình 4.18.



Hình 4.18. Đáp ứng xung lệch hướng của zêrô. $\Delta = 1s$.



Hình 4.19. Biểu đồ xác định độ quá chỉnh hệ bậc hai.



Hình 4.20. Biểu đồ quỹ tích các cực có hệ số suy giảm không đổi trong mặt z

4.10 ĐÁP ỨNG TẦN CỦA HỆ RỜI RẠC

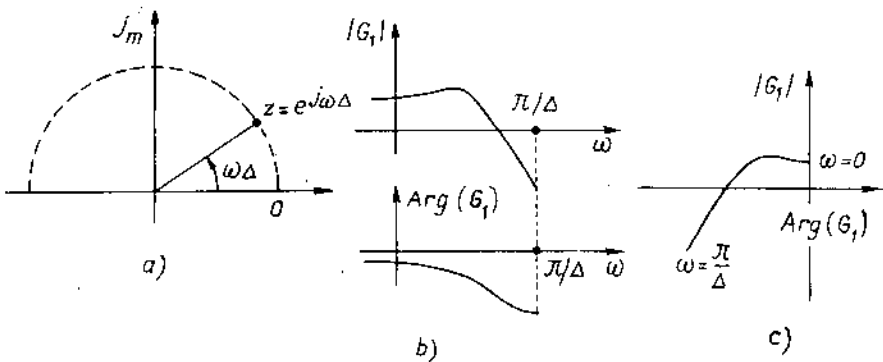
Cũng như hệ tương tự, đáp ứng xác lập của hệ thống số với tín hiệu vào hình sin rời rạc là hình sin - Tần số ω không đổi nhưng biên và pha của hình sin ra phụ thuộc vào ω theo quy luật quyết định bởi hàm truyền ở chế độ xác lập hình sin. Ở hệ tương tự chế độ xác lập nhận được khi thay $p = j\omega$. Ở hệ thống số có $z = e^{p\Delta}$ suy ra $z = e^{j\omega\Delta}$, như vậy biểu thức $G_c(z) = \frac{S(z)}{E(z)}$ trở thành $G_1(j\omega)$.

$$\text{Ví dụ } G_c(z) = \frac{a}{z - z_0} \text{ trở thành } G_1(j\omega) = \frac{a}{e^{j\omega\Delta} - z_0}$$

Đặc tính biên $|G_1|$ và pha $\text{Arg}(G_1)$ biểu diễn tỷ số biên độ và góc lệch pha của tín hiệu ra so với đầu vào.

Tương tự như hệ tương tự ta có thể vẽ đặc tính biên tần và pha tần (hình 4.21b) và đặc tính biên pha (hình 4.21c). z và một nửa vòng tròn khi ω biến thiên từ 0 đến $\omega_c/2$.

$\omega_c = 2\pi F_e = \frac{2\pi}{\Delta}$ là tần số lấy mẫu. Theo điều kiện Shannon $\omega < \frac{1}{2} \omega_c$.



Hình 4.21. Đặc tính tần của hệ rời rạc.

4.11 ỔN ĐỊNH CỦA HỆ THỐNG SỐ KÍN

Trong chương 2 ta đã biết hệ ổn định khi các cực của nó nằm trong vòng tròn đơn vị. Cũng giống như hệ điều khiển tương tự có các tiêu chuẩn cho phép phán đoán ổn định và tính toán các cực. Khi đã có máy tính việc sử dụng các tiêu chuẩn này ít nhiều mất ý nghĩa.

4.11.1 Tiêu chuẩn Jury

Tiêu chuẩn Jury đối với hệ thống số trong tọa độ z giống như tiêu chuẩn Routh với hệ tương tự. Sự ổn định của hệ tùy theo vị trí của các cực hàm truyền $H(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$, nghĩa là nghiệm của phương trình đặc trưng:

$$D(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0 = 0$$

so với vòng tròn đơn vị cần có sự đổi dấu, cụ thể là $a_n > 0$, ta lập bảng sau:

	z^0	z^1	z^{n-j}	z^{n-1}	z^n	
Đặt	1	a_0	a_1	a_{n-j}	a_{n-1}	a_n
	2	a_n	a_{n-1}	a_j	a_1	a_0
Tính toán	3	b_0	b_1	b_{n-j}	b_{n-1}	
	4	b_{n-1}	b_{n-2}	b_{j-1}	b_0	
	5	c_0	c_1		c_{n-2}	
	6	c_{n-2}	c_{n-3}		c_0	
	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots		
	$2n-5$	p_0	p_1	p_2	p_3	
$2n-4$	p_3	p_2	p_1	p_0		
$2n-3$	q_0	q_1	q_2			

với

$$b_j = (a_0 a_j - a_n a_{n-j})$$

$$c_j = (b_0 b_j - b_{n-1} b_{n-j-1})$$

...

$$q_0 = (p_0 p_0 - p_3 p_3), \quad q_1 = (p_0 p_1 - p_3 p_2), \quad q_2 = (p_0 p_2 - p_3 p_1).$$

Tiêu chuẩn Jury phát biểu như sau

Nếu đa thức đặc trưng (với $a_n > 0$)

$$- D(1) > 0$$

$$- D(-1) > 0 \text{ với } n \text{ chẵn và } D(-1) < 0 \text{ với } n \text{ lẻ và } (n-1)$$

$$\text{thỏa mãn } |a_0| < a_n, \quad |b_0| > |b_{n-1}|, \quad |c_0| > |c_{n-2}| \dots |q_0| > |q_2|$$

thì hệ thống ổn định.

$$\text{Với hệ } n = 2, D(z) = a_2 z^2 + a_1 z + a_0$$

Điều kiện ổn định $D(1) > 0$

$$D(-1) > 0$$

và $|a_0| < a_2$

Với hệ $n = 2$ $D(z) = a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0$

Điều kiện ổn định $D(1) > 0$

$$D(-1) < 0$$

và 2 ràng buộc $|a_0| < a_3, |b_0| > |b_2|$

$$b_2(a_0a_2 - a_3a_1) \text{ et } b_0 = (a_0a_0 - a_3a_3)$$

$$|a_0| < a_3 \text{ et } |a_0^2 - a_3^2| > |a_0a_2 - a_1a_3|.$$

Ví dụ

Hệ tương tự bậc nhất $G(p) = \frac{1}{1+Tp}$ nằm trong vòng điều chỉnh số, bước lấy mẫu Δ . Bộ điều chỉnh $C(z)$ thuộc loại P, hệ số khuếch đại K.

- 1) Tính hàm truyền hệ hở
- 2) Tính hàm truyền hệ kín
- 3) Điều kiện ổn định, tìm giới hạn của K
- 4) Với hệ số K tìm giá trị giới hạn của Δ

Trả lời

$$1) G(z) = K \cdot \frac{1 - \alpha}{z - \alpha} \text{ với } \alpha = e^{-\Delta/T}.$$

$$2) H(z) = \frac{K(1 - \alpha)}{z + K - \alpha(1 + K)}$$

$$3) -1 < K - \alpha(1 + K) < 1 \text{ tức là } -1 < K < \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha}$$

$$4) \Delta < \Delta_{\text{lim}} = T \log \frac{K + 1}{K - 1}$$

Như vậy hệ trở nên không ổn định khi Δ trở nên quá dài $\Delta > \Delta_{\text{min}}$, trong khi đó hệ tương tự luôn luôn ổn định ($\Delta \rightarrow 0$).

Với phương trình đặc trưng bậc hai $z^2 + a_1z + a_0 = 0$, các điều kiện

$$a_0 > -1 + a_1$$

$$a_0 < 1$$

$$a_0 > -1 - a_1$$

được biểu diễn bằng tam giác trên hình 4.22

Dựa theo biểu đồ hình 4.16, 4.19 ta thấy trong khoảng $\omega_n \Delta \approx 1$ và $\xi \approx 0.7$ ta có $0,1 < a_0 < 0,3$ và $-0,8 < a_1 < 0,6$.

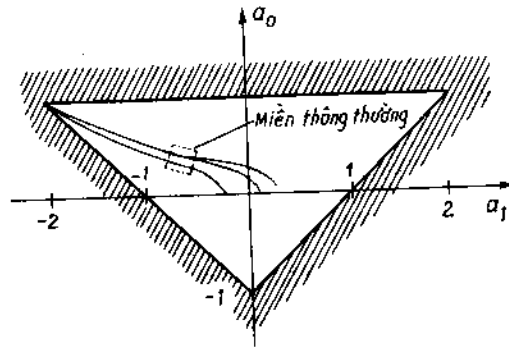
4.11.2 Tiêu chuẩn ổn định hệ kín

Hệ điều chỉnh kín có phản hồi đơn vị, hàm truyền là:

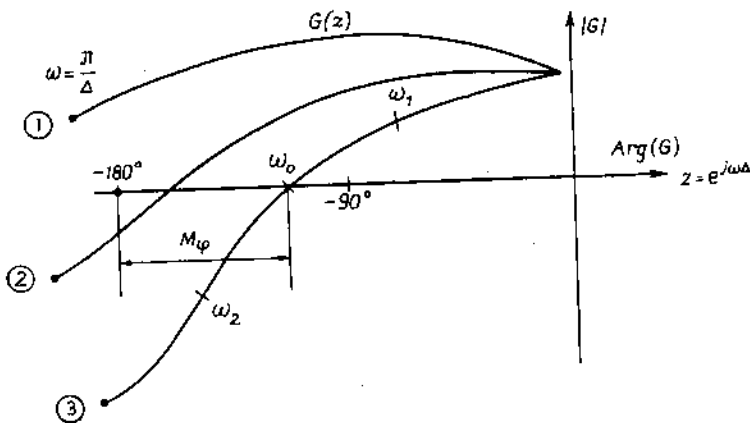
$$H(z) = \frac{y_c(z)}{y(z)} = \frac{G(z)}{1 + G(z)}$$

Dạng hàm truyền theo z cũng giống như hàm truyền theo p . Điều kiện ổn định và suy giảm nhanh cũng được biểu thị nhờ biểu đồ Bode còn gọi là biểu đồ Black - Nichols rời rạc

$$(z = e^{j\omega\Delta}, \omega < \frac{\pi}{\Delta})$$



Hình 4.22. Miền ổn định của hệ bậc nhất.



Hình 4.23. Đặc tính biên pha của hệ rời rạc.

Hình 4.23 là đặc tính biên pha của hệ rời rạc, ta nhận thấy vòng 1 không ổn định, vòng 2 ổn định nhưng suy giảm chậm, vòng 3 ổn định và trễ $\frac{M_\varphi}{\omega}$.

4.12 ĐỘ CHÍNH XÁC

Ta sẽ tính sai lệch $\varepsilon(z)$ trong miền tần số và tìm sai lệch $\varepsilon(k)$ trong miền thời gian ở chế độ xác lập ổn định.

Sử dụng định lý giá trị cuối ta có:

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \cdot \varepsilon(z)$$

với điều kiện các cực của $\varepsilon(z)$ ổn định.

Gọi $G(z)$ là hàm truyền hệ hở, ta tìm sai lệch

$$\varepsilon(z) = \frac{y_c(z)}{1 + G_c(z)} = \frac{y_c(z)}{1 + K \frac{1}{(z - 1)^m} \frac{N(z)}{D(z)}}$$

Ta sẽ nghiên cứu dễ dàng $\varepsilon(\infty)$ khi lấy giá trị đặt $y_c(z)$ dạng bước nhảy đơn vị, răng cưa hoặc parabol. Số m tích phân của $G_c(z)$ sẽ quyết định độ chính xác. Các kết quả cũng so sánh được với kết quả trong hệ tương tự, tuy nhiên chu kỳ lấy mẫu cũng ảnh hưởng đến sai lệch với giá trị đặt răng cưa và parabol. Cũng cần kiểm tra trước sự ổn định của hệ. Nhận được độ chính xác cao bằng các tích phân số. Để làm điều này trong hệ hở ta đưa vào một hoặc nhiều cực $z = 1$.

Giá trị đặt	Bước nhảy đơn vị $E_0 \Gamma(k)$	Răng cưa $ak\Delta$	Parabol $\frac{1}{2}bk^2\Delta^2$
$m = 0$	$E_0(\infty) = \frac{E_0}{1+K}$	∞	∞
$m = 1$	0	$E_1(\infty) = \frac{a\Delta}{K}$	∞
$m = 2$	0	0	$E_2(\infty) = \frac{b\Delta^2}{K}$

$$K = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)^m G_c(z).$$

TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU CHỈNH SỐ

5.1 ĐẠI CƯƠNG

Trong chương 4 ta đã biết đối tượng điều chỉnh tương tự được lấy mẫu và lưu giữ với chu kỳ Δ . Hàm truyền của đối tượng trong mặt phẳng z nối tiếp có dạng:

$$G_c(z) = \frac{B(z)}{A(z)} ; A(z), B(z) \text{ là đa thức của } z.$$

Bộ lấy mẫu và lưu giữ ZOH nhận từ máy tính tín hiệu điều khiển số, qua bộ đổi số - tương tự D/A tạo nên điều khiển tương tự dưới dạng hàm bậc thang phụ thuộc chu kỳ lấy mẫu Δ . Luật điều chỉnh nói chung có dạng:

$$u(k) = \sum_i r_i u(k - i) + \sum_j t_j y_c(k - j) + \sum_k s_k y(k - 1) \quad (5-1)$$

$u(k)$ là giá trị hiện tại, $u(k - 1) \dots$ là các giá trị quá khứ của đầu vào đối tượng.

$y(k - 1), y(k - 2)$ là các đại lượng ra quá khứ của đối tượng.

$y_c(k - 1), y_c(k - 2)$ là các giá trị đặt.

Công việc tổng hợp bộ điều khiển số là việc tính chọn các thành phần cần nhớ (cấu trúc của bộ điều chỉnh), rồi tính các hệ số r_i, t_j, s_k sao cho đạt được tính năng chất lượng cần thiết.

5.2 TÌM QUY LUẬT ĐIỀU KHIỂN

Với bộ điều chỉnh $C(z)$ hàm truyền của hệ kín

$$H_m(z) = \frac{C(z)G(z)}{1 + C(z)G(z)} \text{ ta suy ra}$$

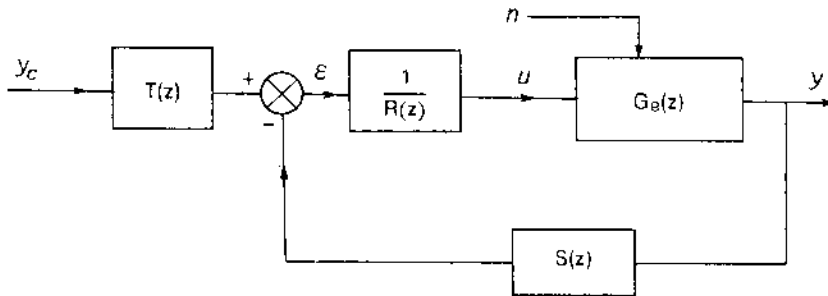
$$C(z) = \frac{H_m(z)}{G(z)(1 - H_m(z))} \quad (5-2)$$

Công thức (5-2) cho ta xác định hàm truyền của bộ điều chỉnh theo $G(z)$ đã cho và $H_m(z)$ lựa chọn. Bộ điều chỉnh (z) phải ổn định. Các mô hình thường dùng với vòng điều chỉnh là:

1) $H_m(z) = \frac{1}{a_n + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_0}$ ($a_n + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_0z^{-n}$), hệ số khuếch đại tĩnh bằng 1

2) $H_m(z) = \frac{1 + a_1 + a_0}{1 - b} \cdot \frac{z - b}{z^2 + a_1z + a_0}$, là mô hình bậc hai, có thể điều chỉnh hệ số suy giảm bằng a_1 và a_0 , "zêrô" b xác định độ quá chỉnh.

Với sơ đồ cấu trúc hình 5.1, trong đó $R(z)$, $S(z)$, $T(z)$ là các đa thức cần phải xác định.



Hình 5.1. Cấu trúc của bộ điều chỉnh số.

$$u(z) = \frac{1}{R(z)} \cdot \varepsilon(z) = \frac{1}{R(z)} \cdot [T(z) \cdot y_c(z) - S(z)y(z)], \text{ nếu lấy } T(z) = S(z)$$

ta có:

$$U(z) = \frac{S(z)}{R(z)} [y_c(z) - y(z)] = C(z) \cdot \varepsilon(z) \quad (5-3)$$

Cấu trúc kinh điển $C_z = \frac{U(z)}{S(z)}$ là trường hợp riêng của cấu trúc tổng quát R, S, T . Tiếp theo ta cần tìm luật điều khiển cho phép tính hệ tại thời điểm hiện tại theo các giá trị quá khứ $u(k-1) \dots$ và các giá trị y và y_c . Khi đã có biểu thức $U(z)$ ta tìm được biểu thức quy luật điều khiển trong miền thời gian. Ví dụ cho

$$U(z) = \frac{1}{3z + 2} [4y_c(z) - (5z + 2)y(z)],$$

$$3zU(z) + 2U(z) = 4y_c(z) - 5zy(z) - 2y(z)$$

$$U(z) + \frac{2}{3}z^{-1}U(z) = \frac{4}{3}z^{-1}y_c(z) - \frac{5}{3}y(z) - \frac{2}{3}z^{-1}y(z)$$

Ta tìm được luật điều khiển

$$u(k) = -0,67u(k-1) + 1,33y_c(k-1) - 1,67y(k) - 0,67y(k-1).$$

5.3 ĐỐI TƯỢNG ĐIỀU KHIỂN

Đối tượng điều khiển có thể được chia thành ba loại:

- Loại 1 Đối tượng P_1

Là đối tượng dễ điều chỉnh nhất. Trong biểu thức hàm truyền số zêrô (bậc của tử thức) bằng hoặc nhỏ hơn số cực (bậc của mẫu thức)

Các điểm zêrô nằm trong vòng tròn đơn vị và được bù.

- Loại 2 Đối tượng P_2

Bậc của mẫu thức và tử thức sai khác 2 hoặc lớn hơn.

Quá trình trễ thuần và là loại khó điều khiển nhất.

Các zêrô là ổn định do vậy được bù.

- Loại 3 Đối tượng P_3

Bậc tử thức và mẫu thức bất kỳ, hơn nữa có một số "zêrô" nằm ngoài vòng tròn đơn vị, do đó không được bù.

5.4 TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU CHỈNH CHO ĐỐI TƯỢNG P_1

5.4.1 Tín hiệu đặt là bước nhảy đơn vị

Ta biết rằng độ chính xác sẽ cao nếu vòng hở có bộ tích phân

$G(z)$ là hàm truyền của đối tượng

$C(z)$ là hàm truyền của bộ điều chỉnh

Ta đặt $C(z).G(z) = \frac{K}{z-1}$, suy ra

$$C(z) = \frac{K}{z-1} \cdot \frac{1}{G(z)}$$

$C(z)$ chỉ thực hiện được nếu bậc tử thức của $G(z)$ bằng bậc mẫu thức hoặc nhỏ hơn 1. Hàm truyền hệ hở khi đó là:

$$H(z) = \frac{y}{y_c} = \frac{K}{z - (1 - K)}$$

Ta nhận thấy:

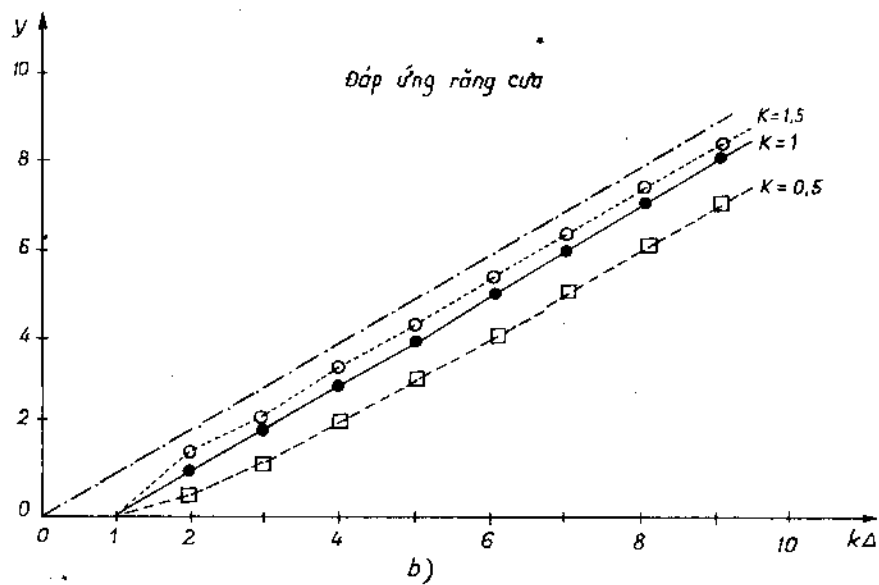
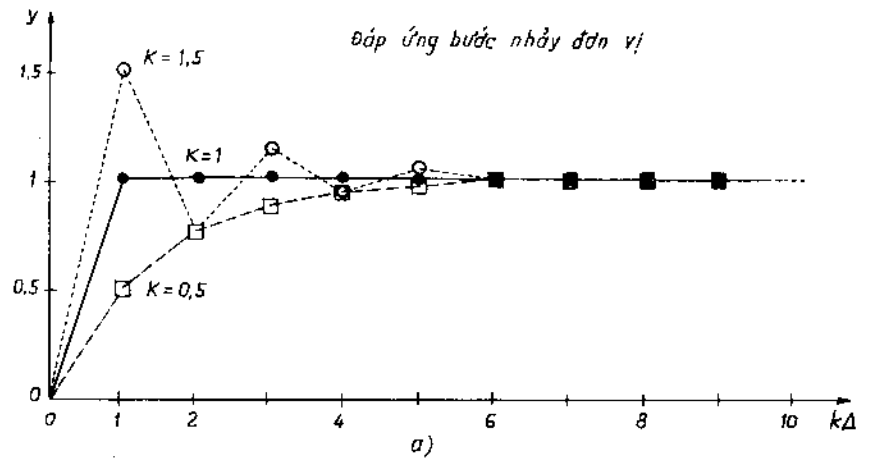
- Hệ số khuếch đại tĩnh $H(z)$ bằng $H(1)$, bằng 1 với mọi K

- $H(z)$ chỉ ổn định nếu $-1 < 1 - K < 1$, tức là $0 < K < 2$.
- Việc lựa chọn K xác định dạng đáp ứng quá độ.

Nếu $1 < K < 2$ cực là âm, đáp ứng thể hiện dao động

Nếu $0 < K < 1$ cực dương đảm bảo đáp ứng tăng dần.

Nếu $K = 1$, hàm truyền vòng kín là $H(z) = z^{-1}$, bước nhảy đơn vị đầu vào được sao chép lại bằng phép tích phân ở đầu ra nhưng có trễ.



Hình 5.2. Đáp ứng đối tượng p_1 .
 a) tín hiệu đặt là bước nhảy đơn vị; b) đáp ứng tín hiệu đặt răng cưa.

Hình 5.2 cho ta kết quả không phụ thuộc vào đối tượng $G(z)$. Trên hình 5.2b sai lệch $\varepsilon_1(\infty) = \frac{\Delta}{K}$ là đáp ứng rã của.

5.4.2 Tín hiệu đặt là răng cưa đơn vị

Vòng hở có hai bộ tích phân

$$C(z).G(z) = \frac{K}{(z-1)^2}, \text{ khi đó vòng kín}$$

$$H(z) = \frac{K}{z^2 - 2z + (1+K)}$$

nhưng $H(z)$ luôn không ổn định, tiêu chuẩn Jury ($D(1) > 0$, $D(-1) > 0$; $|a_0| < a_2$) vì ở đây $a_0 = 1+K > a_2$. Ta thêm một vượt trước pha có thể làm hệ ổn định, bằng cách thêm một "zêro" trong vòng hở, khi đó

$$C(z)G(z) = \frac{K(z-z_0)}{(z-1)^2}$$

$$\frac{y}{y_c} = H(z) = \frac{K(z-z_0)}{z^2 + (K-2)z + (1-Kz_0)}$$

Hệ số khuếch đại tĩnh $H(1) = 1$ với mọi K và z_0 .

Theo tiêu chuẩn Jury hệ ổn định nếu

$$0 < z_0 < 1 \text{ và } 0 < K < \frac{4}{1+z_0}$$

Ta thấy rằng việc chọn K và z_0 sẽ xác định đáp ứng quá độ.

Ví dụ chọn $K = 2$, $z_0 = 0,5$, vì khi đó $H(z) = z^{-2}(2z-1) = 2z^{-1} - z^{-2}$

Ta xác định đáp ứng với kích thích răng cưa đơn vị có dạng khai triển là:

$$y_c(z) = 0 + 1.z^{-1} + 2z^{-2} + 3z^{-3} + \dots$$

$$y(z) = H(z).y_c(z);$$

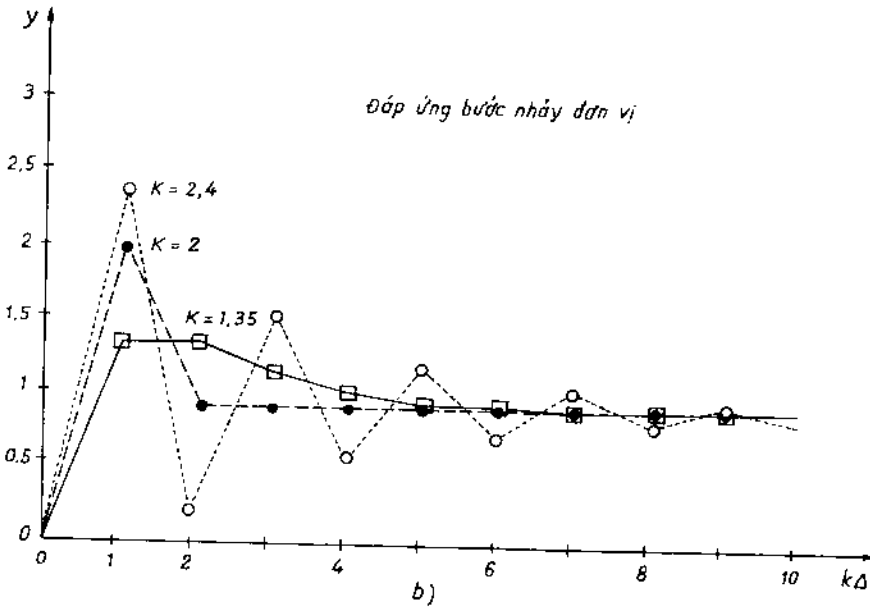
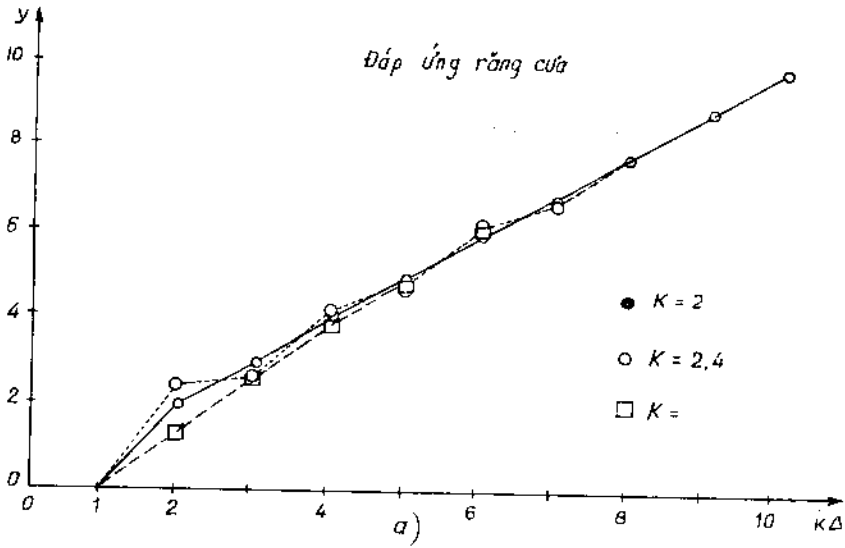
$$y(z) = 2z^{-2} + 3z^{-3} + 4z^{-4} + \dots$$

đầu ra $y(z)$ thể hiện răng cưa đầu vào cắt mất hai mẫu đầu tiên, do đó tín hiệu đặt được lấy lại sau hai mẫu. Trên hình 5.3 ta thấy sự điều chỉnh dần tới độ quá chỉnh 100% với $K = 2,0$.

Với $K > 2$ đáp ứng bước nhảy đơn vị có dao động nguy hiểm. Khi $K < 2$ đáp ứng tắt nhanh. Khi $H(z)$ là hệ bậc hai, ta chọn hệ số tắt $\xi = 0,85$ và $\omega_n \Delta = 1$. Theo hình 4.19 ta tìm được các hệ số của mẫu thức $H(z)$.

$(K - 2) = -0,65$ và $(1 - Kz_0) = 0,15$, từ đó suy ra:

$K = 1,35$ và $z_0 = 0,63$, cuối cùng ta xác định được hàm truyền của bộ điều chỉnh.



Hình 5.3. a) Đáp ứng của bộ điều chỉnh tín hiệu đặt có dạng rỗng cửa;
b) Đáp ứng bước nhảy đơn vị.

$$C(z) = \frac{1}{G(z)} \frac{1,65z - 1,04}{z^2 - 2z + 1}$$

Hình 5.3 cho thấy đáp ứng với kích thích răng của rất tốt, độ quá chỉnh 35%. Sự vượt quá do có mặt "zêrô" $z_0 = 0,63$. Các cực của $H(z)$ là $0,325 \pm j0,209$, góc $\gamma = 65^\circ$.

5.5 PHƯƠNG PHÁP PHÂN BỐ CÁC CỰC

Ta xét ví dụ đối tượng bậc hai có hệ số tắt $\xi = 0,1$ quá nhỏ và tần số dao động riêng $\omega_n = 0,7$ rad/s, hệ số khuếch đại tĩnh bằng 1. Ta mong muốn hệ điều chỉnh vòng kín có sai lệch tĩnh $\varepsilon_0(\infty) = 0$, mô hình hệ thống điều chỉnh bậc hai, tắt nhanh $\xi = 0,8$.

Đầu tiên ta chọn bước lấy mẫu Δ . Có thể chờ đợi gấp đôi tần số tự nhiên của đối tượng. Ta sẽ lấy $\omega'_n = 2\omega_n = 1,4$ rad/s. Chọn Δ sao cho $\Delta\omega'_n = 1$.

Đối tượng được mô tả bởi:

$$G(z) = b_1 \frac{z - z_0}{(z - z_1)(z - z_1^*)} = b_1 \frac{z - z_0}{z^2 + a_1z + a_0}$$

$$b_1 = 0,12, z_0 = -0,967, z_1, z_1^* = 0,835 \pm j0,456.$$

Để thỏa mãn các yêu cầu điều chỉnh, bộ điều chỉnh $C(z)$ phải có các tính chất sau đây:

- Bù các cực và zêrô của $G(z)$,
- Có một tích phân trong vòng hở,
- Dẫn ra hệ bậc hai vòng kín có cực điều khiển $z = \alpha$,
- Điều chỉnh hệ số tắt của vòng kín, do đó có một thông số là hệ số khuếch đại điều chỉnh được.

Do vậy

$$C(z) = \frac{(z - z_1)(z - z_1^*)}{(z - z_0)} \cdot \frac{K}{(z - 1)(z - \alpha)}, \text{ với } K \text{ và } \alpha \text{ là hai thông số}$$

điều chỉnh cần xác định.

Ta tính hàm truyền của hệ kín

$$H(z) = \frac{CG}{1 + CG} = \frac{Kb_1}{z^2 - (1 + \alpha)z + (\alpha + Kb_1)} \quad (5-4)$$

Ta nhận thấy rằng hệ số khuếch đại tĩnh $H(1)$ bằng 1 và $H(z)$ bậc hai.

Theo biểu đồ hình 4.16 với $\xi = 0,8$ và $\omega'_n \Delta = 1$ ta tìm được:

$$-(1 + \alpha) = -0,7 \text{ và } (\alpha + Kb_1) = 0,17$$

$$\alpha = -0,3 \text{ và } K = \frac{0,47}{b_1} = 3,92.$$

Vậy hàm truyền của bộ điều chỉnh là

$$C(z) = 3,92 \cdot \frac{z^2 - 1,67z + 0,951}{(z - 1)(z^2 + 1,267z + 0,29)} = \frac{U(z)}{\epsilon(z)}$$

Ta nhận thấy việc điều chỉnh mạch kín với độ quá chỉnh 1,6%, thời gian tăng trưởng là 4Δ . Biểu thức $H(z)$ cho thấy bậc của tử $H(z)$ nhỏ hơn bậc của mẫu 2, do đó dẫn tới trễ 2 bước với đáp ứng bước nhảy đơn vị. Ta cũng có thể loại trừ ảnh hưởng trễ của $H(z)$ bằng cách đưa một "zero" vào $C(z)$. Cấu trúc cuối cùng có dạng:

$$C(z) = \frac{(z - z_1)(z - z_1^*)}{z - z_0} \cdot \frac{K(z - \beta)}{(z - 1)(z - \alpha)}, \text{ với 3 thông số } K, \beta, \alpha$$

cần xác định.

Ta có

$$H(z) = \frac{Kb_1(z - \beta)}{z^2 + (Kb_1 - 1 - \alpha)z + (\alpha - Kb_1\beta)}$$

với $(Kb_1 - 1 - \alpha) = 0,7; \alpha - Kb_1\beta = 0,17.$

β dùng để điều chỉnh cuối, phụ thuộc yêu cầu. Nếu cần độ quá chỉnh nhỏ cần chọn β sao cho góc γ từ -50° (xem hình 4.19) ta đạt được $D \approx 1,5\%$. Nếu

yêu cầu sai lệch $\frac{\Delta}{K}$ cần điều chỉnh $K_v = \frac{Kb_1(1 - \beta)}{1 - \alpha}$, lấy $z = 1$ trong $C(z)G(z)$ sau khi loại bỏ thành phần tích phân $(z - 1)$.

5.6 PHƯƠNG PHÁP MÔ HÌNH

Ví dụ một đối tượng được nhận dạng có hàm truyền $\frac{3}{1 + 5p} e^{-0,5p}$

Chọn Δ sao cho $0,25 < \frac{\Delta}{T'} < 1$

Ta có thể chờ đợi vòng điều chỉnh chuyển hằng số thời gian tự nhiên $T = 5s$ sang hằng số thời gian $T' = 3s$, ta sẽ lấy $\Delta = 1,5s$. ($\frac{\Delta}{T'} = 0,5$). Ta thấy rằng trễ thuần $0,5s$ nhỏ hơn một nửa bước do vậy "zero" trong $G(z)$ sẽ là

không ổn định.

Hàm truyền của đối tượng trong mặt phẳng z là:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0,544(z + 0,43)}{z(z - 0,74)}$$

Ta sẽ chọn bộ điều chỉnh $C(z)$ có một tích phân và vượt trước nhiều (hai "zêrô" trong tử thức).

$$C(z) = \frac{S(z)}{R(z)}. \text{ Theo sơ đồ hình 5.1 có}$$

$$C(z) = \frac{s_2 z^2 + s_1 z + s_0}{(z - 1)(z + r_0)} = \frac{S(z)}{R(z)}$$

Hàm truyền hệ kín sẽ là

$$H(z) = \frac{CG}{1 + CG} = \frac{S(z).B(z)}{S(z)B(z) + A(z)R(z)} = \frac{S(z).B(z)}{D(z)}$$

$D(z)$ cần bậc 4 vì $A(z).R(z)$. Do vậy chúng ta sẽ chọn $D(z)$ là một tích:

- của hai thành phần bậc hai có hệ số tắt $\xi = 0,8$
- một thành phần bậc một sẽ bù ảnh hưởng $B(z)$
- một thành phần bậc nhất dùng để điều chỉnh hoặc z (trễ thuần), hoặc $(z - \alpha)$; α là một cực để tắt không quá nhanh $0,5 < \alpha < 0,7$.

Do vậy $D(z) (z^2 - 0,7z + 0,17)(z + 0,43)(z - \alpha)$.

Các hệ số $-0,7$ và $0,17$ đã gộp cho ta $\xi = 0,8$ và $\omega_n \Delta = 1$ do vậy $\omega_n = \frac{1}{1,5} = 0,666 \text{ rad/s}$.

Đầu tiên lấy $\alpha = 0$ theo $D(z)$ ta tìm được

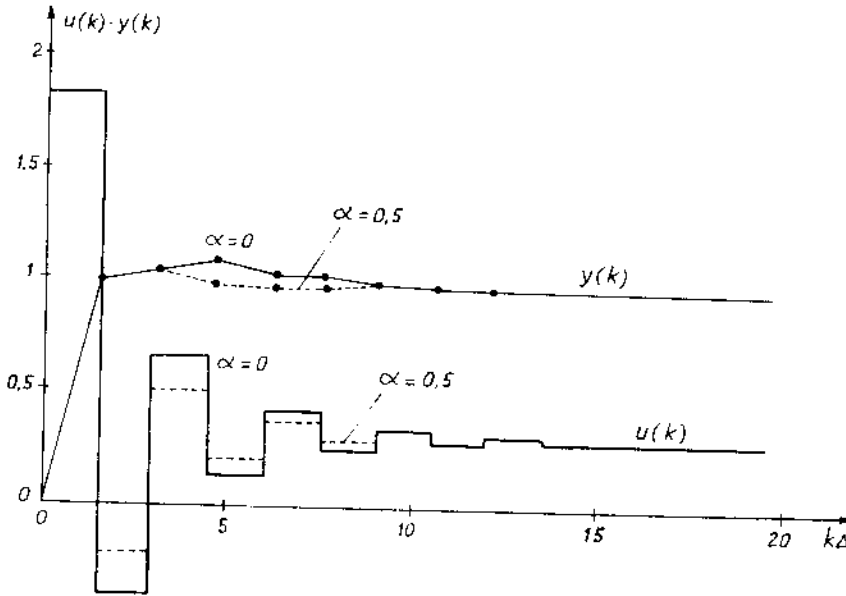
$$0,544(s_2 z^2 + s_1 z + s_0)(z + 0,43) + (z^2 + (r_0 - 1)z - r_0)(z^2 - 0,74z) \\ \equiv (z^2 - 0,7z + 0,17)(z + 0,43)z \quad \forall z$$

Sau khi tính toán ta tìm được: $r_0 = 0,4300$; $s_0 = 0$; $s_1 = 1,0478$; $s_2 = 1,9118$ từ đó suy ra luật điều khiển:

$$u(k) = 0,5700u(k - 1) + 0,4300u(k - 2) + 1,9118(y_c(k) - y(k)) \\ - 1,0478(y_c(k - 1) - y(k - 1)).$$

Trên hình 5.4 vẽ tín hiệu điều khiển và đáp ứng xung đơn vị của hệ điều chỉnh với $\alpha = 0$ và $\alpha = 0,5$.

Ta nhận thấy tín hiệu điều khiển và độ quá chỉnh giảm từ 10% xuống 4%.



Hình 5.4. Tín hiệu điều khiển và đáp ứng.

Với $\alpha = 0$ $C(z) = \frac{1,9118z^2 - 1,0478z}{(z - 1)(z + 0,43)}$, dẫn đến

$$H(z) = \frac{0,544(1,9118z^2 - 1,0478z)}{z(z^2 - 0,7z + 0,17)} = \frac{1,04z - 0,5700}{z^2 - 0,7z + 0,17}$$

$B(z) = (z + 0,43)$ đã được bù.

Phương pháp này không cho phép điều chỉnh zêrô của $H(z)$ độc lập với cực. Đó là một trở ngại lớn vì ta không không chế được độ quá chỉnh.

5.7 NHẬN XÉT VỀ ĐẶC TÍNH CỦA ĐỐI TƯỢNG

Khi tiến hành điều khiển số, nghiên cứu trong mặt phẳng z cho phép dự đoán và điều chỉnh đầu ra $y(t)$ của đối tượng tại các thời điểm lấy mẫu. Giữa các thời điểm này không có thông tin nào về đối tượng. Ta luôn mong muốn đáp ứng dạng bằng phẳng, vì vậy ta muốn biết ảnh hưởng của đối tượng điều khiển đến quá trình điều khiển như thế nào.

5.7.1 Điều khiển đối tượng biểu diễn bằng phương trình bậc nhất

Phương trình vi phân của đối tượng có dạng

$$T y'(t) + y(t) = K u(t)$$

với sơ kiện $y(0^-) = y_0 \neq 0$.

Chuyển sang miền tần số bằng biến đổi Laplace

$$T(p)Y(p) - y(0^-) + Y(p) = KU(p)$$

$$Y(p) = K \frac{1}{1 + Tp} U(p) + \frac{T}{1 + Tp} y_0 \quad (5-5)$$

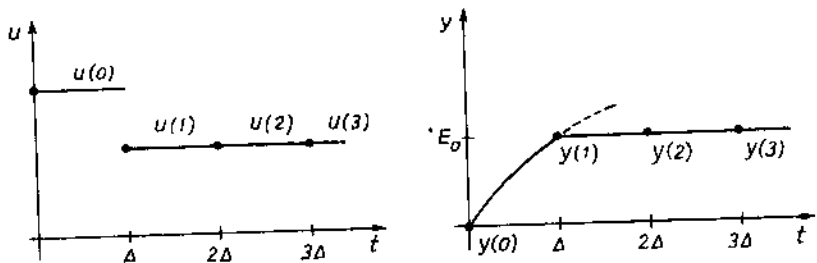
Ta sẽ giải (5-5) từng bước. Ở bước thứ i điều khiển ZOH không đổi bằng $u(i - 1)$ do đó $U(p) = \frac{u(i-1)}{p}$. Hơn nữa điều kiện đầu y_0 là giá trị $y(t)$ đạt tới ở cuối chu kỳ thứ $i - 1$. Do đó ta mô tả chu kỳ thứ i bằng phương trình.

$$Y(p) = K \frac{1}{1 + Tp} \frac{u(i - 1)}{p} + \frac{T}{1 + Tp} y_{i-1} \quad (5-6)$$

$$\text{đáp ứng thời gian } y(t) = Ku(i - 1)(1 - e^{-t/T}) + y_{i-1} e^{-t/T} \quad (5-7)$$

5.7.2 Nghiên cứu đáp ứng bằng phẳng ngay lập tức

Ta sẽ xét khả năng điều khiển đối tượng sao cho đạt được chế độ bằng phẳng sau 2 chu kỳ lấy mẫu như hình 5.4.



Hình 5.4. Đáp ứng bằng phẳng.

Bước 1 $0 < t < \Delta$

$u(i - 1) = u(0)$ và $y_0 = 0$ ta được $y(t) = Ku(0)(1 - e^{-t/T}) + 0$

$y(t)$ tăng theo hàm mũ và đạt tới giá trị cuối ở $t = \Delta$

$y_1 = y(\Delta) = Ku(0)(1 - \alpha)$, đặt $\alpha = e^{-\Delta/T}$.

Bước 2 $\Delta < t < 2\Delta$

Ta thay đổi gốc thời gian để thời điểm đầu $t = 0$ nằm ở cuối bước đầu tiên

$y(t) = Ku(1)(1 - e^{-t/T}) + Ku(0)(1 - \alpha)e^{-t/T}$, tính đến giá trị đầu $y_1 \neq 0$

Ở bước 2, $y(t)$ có thể viết bằng

$$y(t) = Ku(1) + K[u(0)(1 - \alpha) - u(1)]e^{-t/T}$$

Ta thấy rằng $y(t)$ giữ nguyên không đổi bằng cách điều chỉnh thành phần trong ngoặc bằng không

$$u(0)(1 - \alpha) - u(1) = 0$$

Nếu lại muốn $y(t)$ bằng giá trị đặt không đổi E_0 cố định trước, ta phải thực hiện

$$\begin{aligned} u(1) &= \frac{E_0}{K} \\ u(0) &= \frac{E_0}{K(1 - \alpha)} \end{aligned} \quad (5-8)$$

Nếu $u(2) = u(3) = \dots = \frac{E_0}{K}$, điều khiển $u(t)$ giữ không đổi, đầu ra $y(t)$ cũng vậy.

5.7.3 Tính bộ điều chỉnh

Ta có thể thực hiện một bộ điều chỉnh số tạo nên điều khiển trong mục 5.7.2.

Trong mặt phẳng z ta có $C(z) = \frac{U(z)}{\varepsilon(z)}$, với $C(z)$ là hàm truyền bộ điều chỉnh

$$\begin{aligned} U(z) &= u(0) + u(1)z^{-1} + u(1)z^{-2} + \dots + u(1)z^{-n} + \dots \\ &= u(0) + u(1)z^{-1}(1 + z^{-1} + \dots) = u(0) + u(1)z^{-1} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \end{aligned}$$

và $\varepsilon(z) = E_0 - y(z) = E_0$, vì $y(1) = y(2) = \dots = E_0$,

Do vậy $C(z) = \frac{U(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{u(0)}{E_0} + \frac{u(1)}{E_0} \frac{1}{z - 1}$ theo (5-8) ta được

$$C(z) = \frac{1}{K(1-\alpha)} + \frac{1}{K(z-1)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{z - \alpha}{(z - 1)(1 - \alpha)} = \frac{1}{z - 1} \cdot \frac{1}{G_e(z)}$$

Bộ điều chỉnh đáp ứng bằng phẳng ngay lập tức hoạt động như sau:

Ở $t = 0$ sai lệch $\varepsilon(0)$ bằng giá trị đặt E_0 . Bộ điều chỉnh cho điều khiển

$u(0) = \frac{E_0}{K(1 - \alpha)}$ càng lớn khi α gần đến 1 và Δ nhỏ. Đáp ứng với điều

kiến này đầu ra $y(t)$ tăng theo hàm mũ ở $t = D$ đạt được giá trị chuẩn E_0 .

Ở thời điểm này bộ điều chỉnh giảm điều khiển về $u(1) = \frac{E_0}{K}$, việc tăng của $y(t)$ bị ngừng lại và $y(t)$ duy trì không đổi.

Bộ điều chỉnh có sai lệch $\varepsilon(i)$ bằng không, nhưng duy trì điều khiển $\frac{E_0}{K}$ vì thành phần tích phân $\frac{1}{z-1}$. Ta thấy rằng chế độ tăng không thể đạt tới được trong khoảng thời gian Δ quá bé vì $u(0) = \frac{E_0}{K(1-\alpha)}$ sẽ quá lớn, không tương thích với khả năng của cơ cấu chấp hành.

Khi $\frac{\Delta}{T} = 0,1$ ta có $u(0) = 10,5 \frac{E_0}{K}$; nhưng $\frac{\Delta}{T} = 0,5$, ta có giá trị hợp lý $u(0) \approx 2,5 \frac{E_0}{K}$.

5.7.4 Trường hợp bậc $G(z)$ lớn hơn 1

Nghiệm của phương trình vi phân phụ thuộc n sơ kiện khác không. Ta cần n điều chỉnh để xử lý tất cả, cuối cùng ở lần thứ n $y_{cuối} = E_0$ (điều khiển $u(n) = \frac{E_0}{K}$) và $y' = y'' = \dots = 0$ để y duy trì không đổi.

Trường hợp $G(z)$ bậc hai nghiệm phương trình vi phân đơn giản nếu tích phân hai lần hàm truyền $\frac{1}{T^2 p^2}$ vì ta có:

$$T^2 y''(t) = u(t) \text{ với } y(0) = y_0 \text{ và } y'(0) = y'_0.$$

Ta tìm được

$$C(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{z+1}{(z-1)(z+0,5)} \cdot \frac{1}{G_e(z)}$$

$$\text{với } G_e(z) = Z\left(\frac{1}{T^2 p^3}\right) = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta}{T}\right)^2 \cdot \frac{z+1}{(z-1)^2}$$

Trong cấu trúc này $C(z)G_e = \frac{1}{2} \frac{z+1}{(z-1)(z-0,5)}$, chuyển từ $y_c \rightarrow y$ do đó

$$H(z) = \frac{1}{2} (z^{-1} + z^{-2}) \text{ mà không phải là } H(z) = z^{-1}.$$

5.7.5 Kết luận

Bộ điều chỉnh $C(z) = \frac{1}{z^{-1}} \frac{1}{G_c(z)}$ chỉ cho đáp ứng tương tự thỏa mãn

nếu $G_c(z)$ là bậc nhất. Đối với các đối tượng bậc cao đầu ra $y(t)$ có các dao động giữa các thời điểm lấy mẫu và điều khiển $u(k)$ sẽ thể hiện các dao động.

Để nhận được đáp ứng bằng phẳng cần phải làm phức tạp mô hình $H_m(z)$ dưới dạng

$$H_m(z) = a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}$$

n hệ số không phải là bất kỳ nhưng tùy theo động học của đối tượng biểu diễn bằng hàm truyền $G_c(z)$.

5.8 ĐIỀU CHỈNH ĐỐI TƯỢNG LOẠI P_2

Khi bậc của tử thức $G(z)$ khác bậc mẫu thức quá một, cụ thể các đối tượng trễ thuần ta tiến hành thực hiện bộ điều chỉnh $C(z)$ theo phương pháp khác.

Nguyên lý chủ yếu là bù các cực để đạt được mô hình bậc hai. Tuy nhiên $H_m(z)$ không hoàn toàn tự do, nó gồm các trễ (z^{-1}) cần thiết để thực hiện $C(z)$

Ví dụ:
$$G(z) = \frac{1}{z^3 - 0,6z^2 - 0,15z + 0,01}$$

Bộ điều chỉnh $C(z)$

$$C(z) = \frac{1}{G(z)} \cdot \frac{H_m(z)}{1 - H_m(z)} = (z^3 - 0,6z^2 - 0,15z + 0,01) \cdot \frac{N(z)}{D(z) - N(z)}$$

Gọi $H_m(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$ là mô hình vòng kín. Ta có thể lấy $H_m(z)$ bậc hai, trễ thuần cần thiết để $D(z)$ có bậc vừa đủ (ở đây nhỏ hơn 3).

Ví dụ lấy

$$H_{m1}(z) = \frac{1 + a_1 + a_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \cdot \frac{1}{z}$$

hoặc

$$H_{m2}(z) = \frac{(z - b_0)}{z^2 + a_1 z + a_0} \cdot \frac{1}{z^2} \cdot \frac{(1 + a_1 + a_0)}{1 - b_0}$$

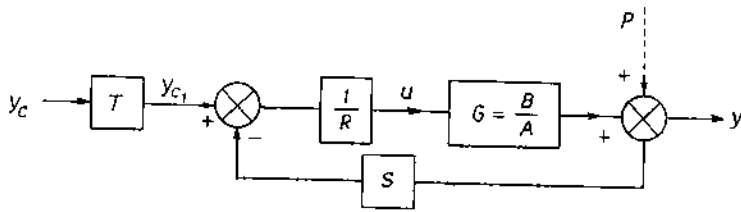
H_{m1} và H_{m2} thích hợp đảm bảo sai lệch $\varepsilon_0(\infty)$ bằng không vì hệ số khuếch đại tĩnh bằng 1. $H_{m1}(z)$ và $H_{m2}(z)$ khác nhau một ít. b_0 trong $H_2(z)$ cho phép điều chỉnh độ quá chỉnh bằng vị trí góc γ .

5.9 ĐIỀU CHỈNH ĐỐI TƯỢNG LOẠI P₃

Hình 5.5 là cấu trúc tổng quát của bộ điều chỉnh R, S, T cho phép điều chỉnh đối tượng $G(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$ không có điều kiện đối với các đa thức B và A, cụ thể đối tượng có zêro không ổn định.

Để tổng quát hơn ta đưa vào nhiễu loạn P tác động vào đầu ra

$$Y(z) = P(z) + (Y_c(z)T(z) - Y(z)S(z)) \frac{1}{R(z)} \cdot \frac{B(z)}{A(z)}$$



Hình 5.5. Cấu trúc tổng quát bộ điều chỉnh.

do vậy đầu ra chịu ảnh hưởng của nhiễu và đầu vào chính y_c theo phương trình

$$Y = \frac{AR}{AR + BS} P + \frac{BT}{AR + BS} Y_c = F_p(z).P(z) + F_{y_c}(z).Y_c(z) \quad (5-9)$$

Ta nhận thấy hàm truyền $F_p(z)$ và $F_{y_c}(z)$ cùng một mẫu số. Đầu tiên ta xét động học của y_c qua hàm truyền $F_{y_c}(z)$. Ta mong muốn $F_{y_c}(z)$ tuân theo mô hình $H_m(z)$ đã chọn để thỏa mãn các tính năng mong muốn:

$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}, \text{ suy ra } \frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{T(z)B(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \quad (5-10)$$

Theo hình 5.5 ta có thể tìm luật điều khiển

$$R(z)U(z) = T(z)Y_c(z) - S(z)Y(z) \quad (5-11)$$

Ta tìm cách tổng hợp R, S, T để $F_{y_c}(z)$ tuân theo mô hình đề ra.

5.9.1 Các tính chất của đối tượng G(z)

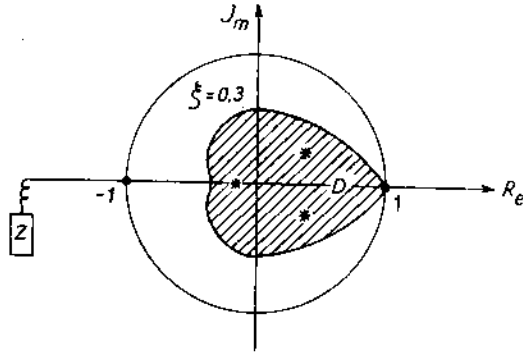
$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$, tử thức B(z) cho các zêro của đối tượng. Ta đặt

$$B(z) = B_1(z)B_s(z) \quad (5-12)$$

$$B_s(z) = (z - z_0)(z - z_1)\dots = z^m + a_{m-1}z^{m-1} + \dots$$

Ta quy định hệ số bậc cao nhất của $B_s(z)$ bằng 1.

Các zêrô z_0, z_1 nằm trong miền D của mặt phẳng phức theo z. D có thể là vòng tròn đơn vị, nhưng nói chung hạn chế sao cho các zêrô "tắt nhanh" (xem hình 5.6). D chứa các zêrô được bù



Hình 5.6 Miền D của đối tượng điều chỉnh.

$$B_i(z) = K(z - z'_0)(z - z'_1)\dots$$

z'_0, z'_1 nằm ngoài miền D và không được bù để tránh tạo nên các cực tắt chậm hoặc không ổn định.

5.9.2 Chọn mô hình $H_m(z)$

$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}$$

Nếu ta gán $H_m(z)$ với $G(z)$ lẽ tự nhiên ta nghĩ rằng $H_m(z)$ có thể không bù các trễ của bản thân $G(z)$ và thể hiện bằng bậc của đa thức $B(z)$ và $A(z)$ khác. Mô hình $H_m(z)$ phải tính đến điều đó và phải có

$$\text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B_m) \geq \text{bậc}(A) - \text{bậc}(B)$$

Vì $B_i(z)$ tạo nên phần không bù của $B(z)$ ta sẽ viết

$$B_m(z) = B_i(z).B'_m(z) \tag{5-13}$$

5.9.3 Các tính chất của các đa thức R, S, T

Từ hình 5.5 ta dẫn đến các hàm truyền sau đây (không có nhiễu P)

Mạch hở	$\frac{BS}{AR}$	}	(5-14)
truyền đạt $\varepsilon \rightarrow y$	$\frac{B}{AR + BS}$		
Mạch kín	$\frac{TB}{AR + BS} = \frac{B_m}{A_m}$		
truyền đạt $y_c \rightarrow y$			

- Đa thức $R(z)$ tác động vào mẫu thức trong vòng điều chỉnh. Bậc của nó phải đủ để đảm bảo tính nhân quả của bộ điều chỉnh.

Đa thức S và T có bậc ít nhất bằng bậc của R .

$R(z)$ bù zêrô của đối tượng chứa trong $B_s(z)$. Mặt khác nó đảm bảo sự hiện diện của các tích phân cần thiết đảm bảo độ chính xác với một kiểu đầu vào đã cho (và tránh nhiễu).

Do vậy

$$R(z) = (z - 1)^i B_s(z) R'(z) \quad (5-15a)$$

$R'(z)$ là đa thức có hệ số của thành phần cao nhất là 1.

- Đa thức $T(z)$ đảm bảo ghép nối hệ thống với đầu vào điều khiển, nó cung cấp các zero cần thiết để có tử thức của mô hình B_m , một phần đã cho trong phần không bù của đối tượng.

Ta chọn $T(z) = B'_m(z) A_o(z)$ (5-15b)

Bậc của A_o , không tùy ý. Nó phải cho phép tổng hợp được R và S . Người ta đã chứng minh rằng:

$$\text{bậc}(A_o) \geq \text{bậc}(A) - \text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B_s) + i - 1.$$

- Đa thức $S(z)$ cũng như $R(z)$ là nghiệm của phương trình đa thức.

Từ (5-14) trong đó ta thay thế đa thức B bằng (5-12), B_m bằng (5-13) và R bằng (5-15a), T bằng (5-15b) ta được:

$$\frac{B'_m A_o B_i B_s}{A(z - 1)^i B_s R' + B_i B_s S} = \frac{B_i B'_m}{A_m}$$

sau khi đơn giản R' và S phải kiểm tra

$$(z - 1)^i A R' + B_i S = A_o A_m \quad (5-16)$$

sau khi nhân với B_s : $AR + BS = B_s A_m A_o$

phương trình đa thức còn có tên Bezout chấp nhận một nghiệm duy nhất với $R'(z)$ và $S(z)$ nếu bậc của $R'(z)$ và $S(z)$ hợp lý.

$$\text{bậc}(R') = \text{bậc}(A_o) + \text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(A) - i \quad (5-17)$$

$$\text{bậc}(S) < \text{bậc}(A) + i \quad (5-18)$$

Các biểu thức này không chứng minh, là hệ quả của các yêu cầu phương trình Bezout và đòi hỏi của bộ điều chỉnh.

5.9.4 Các bước tổng hợp bộ điều chỉnh

Các dữ kiện xuất phát

Hàm truyền của đối tượng $\frac{B}{A}$

Hàm truyền của mô hình $\frac{B_m}{A_m}$, hệ số khuếch đại tính bằng 1 với:

$$\text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B_m) \geq \text{bậc}(A) - \text{bậc}(B).$$

đa thức A_0 có

$$\text{bậc}(A_0) \geq 2\text{bậc}(A) - \text{bậc}(A_m) - \text{bậc}(B_s) + i - 1 \quad (5-19)$$

Miền D bao lấy các zêrô cần bù.

Số tích phân i của bộ điều chỉnh.

Các bước cần thực hiện:

- Chia B thành hai đa thức $B = B_i B_s$.

B_s chứa các zêrô bù, hệ số 1 cho thành phần bậc cao nhất theo z.

Chọn B'_m sao cho $B_m = B_i B'_m$

Tiếp theo ta đặt

$$R'(z) = z^m + \dots + r_1 z + r_0 \quad (5-20)$$

$$S(z) = s_n z^n + \dots + s_1 z + s_0 \quad (5-21)$$

Kết quả

$$R = B_s(z - 1)^i R', \quad T = B'_m A_0, \quad S = S(z)$$

Giải bằng đồng nhất

$$(z - 1)^i A R' + B_i S = A_0 A_m$$

Luật điều khiển

$$R(z)u(z) = T(z).y_c(z) - S(z)y(z).$$

5.9.5 Bám sát và điều chỉnh đối tượng độc lập

Trong điều chỉnh công nghiệp, ta có thể có đối tượng điều chỉnh phân tách việc điều chỉnh (khử nhiễu) hoặc bám sát (giá trị đặt).

Ta mong muốn có sự khác nhau giữa điều chỉnh và bám sát, nghĩa là muốn nhanh chóng loại trừ nhiễu và có đặc tính động chậm để bám sát giá trị đặt hoặc ngược lại. Việc lựa chọn phụ thuộc vào chi phí năng lượng, chất lượng sản phẩm, giá thành, thời hạn. Thường gặp các vấn đề bão hòa giới

hạn độ quá chỉnh do vậy phải lựa chọn hợp lý giữa các phương án có thể.

- *Điều chỉnh khử nhiễu*

Với bộ phận nhiễu trong (5-9) ta có:

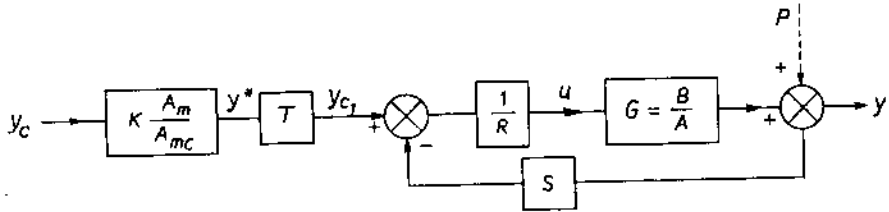
$$Y_p(z) = \frac{A(z)R(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \cdot P(z) = \frac{AR}{A_m} P$$

Việc khử nhiễu sẽ tiến hành liên quan đến A_m và tổng hợp R, S và T theo mục 5.9.4.

- *Bám sát giá trị đặt.*

Ta mong muốn có đặc tính động khác nhau đối với việc điều chỉnh và bám nghĩa là có A_m và A_{mc} .

Để làm việc này ta có cấu trúc như trên hình 5.7.



Hình 5.7. Điều chỉnh khử nhiễu và bám độc lập.

Sơ đồ dẫn đến

$$Y = \frac{AR}{A_m} P + \frac{B_m K}{A_{mc}} Y \quad (5-20)$$

$$AR + BS = A_m \text{ et } BT = B_m.$$

Để thấy rằng trên hình 5.7 cấu trúc kinh điển của y^* và y giống với hình 5.5, dẫn đến mô hình

$$\frac{Y(z)}{Y^*(z)} = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}$$

việc tổng hợp bộ điều chỉnh tuân theo các quy luật đã trình bày trong mục 5.9.4.

Từ hình 5.7 rút ra

$$\frac{Y}{Y_c} = \frac{Y}{Y^*} \cdot \frac{Y^*}{Y_c} = \frac{B_m}{A_m} \cdot K \frac{A_m}{A_{mc}} = K \frac{B_m}{A_{mc}} \quad (5.21)$$

A_{mc} Đặc trưng cho động học bám chuẩn, vì lý do nhân quả có điều kiện

$$\text{bậc } (A_{mc}) \geq \text{bậc } (A_m)$$

Và lại $K = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{A_{mc}(z)}{A_m(z)}$. Quy luật điều chỉnh bám là

$$K \frac{A_m(z)}{A_{mc}(z)} \cdot T(z) \cdot Y_c(z) - S(z) \cdot Y(z) = R(z) \cdot U(z)$$

$$KA_m T Y_c - A_{mc} S Y = A_{mc} R U \quad (5-22)$$

Điều chỉnh U được xác định xuất phát từ việc chọn A_{mc} và các kết quả tính toán trước để có các đặc tính điều chỉnh (R, S, T từ mô hình B_m/A_m).

Ví dụ

Điều chỉnh vị trí động cơ điện một chiều, đầu ra rời rạc bước Δ là

$$G(z) = 0,37 \frac{z + 0,718}{(z - 1)(z - 0,37)}$$

Điều chỉnh phải đảm bảo đáp ứng Heviside chính xác. Bộ điều chỉnh không bù zêro âm, $z_0 = -0,718$ (để ổn định) sao cho không đưa vào cực âm (điều khiển dao động).

Ta chọn $\omega_n \Delta = 1$.

Giải

Ta chọn mô hình bậc hai, hệ số tắt $\xi = 0,7$, hệ số khuếch đại tĩnh 1, chứa zêro không bù

$$H_m(z) = 0,291 \frac{z + 0,718}{z^2 - 0,75z + 0,25} = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}$$

$$\text{Do vậy ta có } B_s = 1 \quad B_i = 0,37(z + 0,718)$$

$$B_m = 0,291(z + 0,718) = B_i B'_m, \text{ do đó } B'_m = \frac{0,291}{0,37} = 0,786.$$

Bây giờ ta chọn đa thức A_0 thỏa mãn (5-19)

$$\text{bậc } A_0 \geq 2 \times 2 - 2 - 0 - 1 = 1$$

Ta lấy $A_0 = z$ do đó $T = B'_m A_0 = 0,786z$.

Bậc của R' và S thỏa mãn (5-17) và (5-18)

$$\text{Bậc } R' = 1 + 2 - 2 - 0 = 1 \quad R' = z + r_0$$

$$\text{Bậc } S < 2 \quad S = s_1 z + s_0$$

Theo (5-16) ta có

$$(z - 1)(z - 0,37)(z + r_0) + 0,37(z + 0,718)(s_1 z + s_0) \equiv z^3 - 0,75z^2 + 0,25z$$

$$\text{suy ra } r_0 = 0,217 \quad s_1 = 1,089, \quad s_0 = -0,302$$

$$B'_m A_0 = T = 0,762.$$

Luật điều khiển là

$$u(k) = -0,217u(k-1) + 0,786y_c(k) - 1,089y(k) + 0,302y(k-1)$$

$$\text{Biết } T(z) = 0,786z, \quad \frac{1}{R(z)} = \frac{1}{z + 0,217}, \quad S(z) = 1,089z - 0,302 \text{ và}$$

$$G(z) = 0,37 \frac{z + 0,718}{(z-1)(z-0,37)}, \text{ theo hình 5.5 với } P=0, \text{ có thể kiểm tra}$$

$$\frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} = 0,291 \frac{z + 0,718}{z^2 - 0,75z + 0,25}$$

Bây giờ ta muốn tăng hệ số thời gian đáp ứng tám. Ta chọn cách giảm giải thông với lựa chọn $\omega_n \approx 0,5\omega_n$, nghĩa là $\omega_{nc}\Delta \approx 0,5$.

Ta xác định theo các đường cong (hình 4.16) với hệ bậc hai $\xi = 0,7$, các giá trị $a_1 = 1,3$ và $a_0 = 0,5$ dẫn đến

$$A_{nc}(z) = z^2 - 1,3z + 0,5.$$

$$\frac{Y^*(z)}{Y_c(z)} = K \frac{A_m(z)}{A_{nc}(z)} = K \frac{z^2 - 0,75z + 0,25}{z^2 - 1,3z + 0,5} \text{ với } K = \frac{1 - 1,3 + 0,5}{1 - 0,75 + 0,25} = 0,4$$

$$T(z) = 0,786z, \quad R(z) = z + 0,217, \quad S(z) = 1,089z - 0,302$$

$$B(z) = 0,37(z + 0,718) \text{ và } A(z) = (z-1)(z-0,37).$$

Từ (5-22) suy ra

$$\begin{aligned} 0,4(z^2 - 0,75z + 0,25)(0,786z)Y_c(z) - (z^2 - 1,3z + 0,5)(1,089z - 0,302)Y(z) \\ = (z^2 - 1,3z + 0,5)(z + 0,217)U(z) \end{aligned}$$

dẫn đến luật điều khiển cần lập trình là:

$$\begin{aligned} u(k) &= 1,083u(k-1) - 0,2179u(k-2) - 0,1085u(k-3) \\ &+ 0,3144y_c(k) - 0,2358y_c(k-1) + 0,0786y_c(k-2) \\ &- 1,089y(k) + 1,7177y(k-1) - 0,9371y(k-2) + 0,151y(k-3). \end{aligned}$$

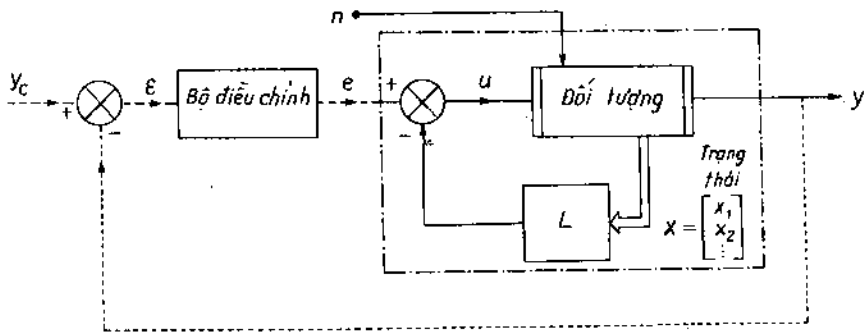
5.10 PHƯƠNG PHÁP BIẾN TRẠNG THÁI

5.10.1 Biến trạng thái của hệ điều khiển

Các phương pháp tần số nghiên cứu ở trên tỏ ra rất hiệu quả trong việc

phân tích và tổng hợp hệ điều khiển một biến vào và một biến ra, trong đó ta chỉ quan tâm đến các đặc tính động của hệ thống. Trong trường hợp hệ thống nhiều chiều phương pháp trên tỏ ra bất lực.

Phương pháp biến trạng thái về thực chất là cần tìm tín hiệu điều khiển u xuất phát từ các biến trạng thái x_1, x_2, \dots, x_n , đầu tiên ta giả thiết có thể đo được thì nhiệm vụ của vòng điều chỉnh thứ hai (vẽ trong đường chấm chấm



Hình 5.8 Phương pháp biến trạng thái.

của hình 5.8) là thỏa mãn các yêu cầu chung của hệ là:

- độ chính xác của chế độ bám
- khử nhiễu trong chế độ điều chỉnh.

Nếu không đo trực tiếp được các biến trạng thái x_1, x_2, \dots, x_n , ta sẽ xây dựng lại trạng thái xuất phát từ đầu ra của bộ quan sát trạng thái.

Gọi $X(k)$ là tín hiệu đặc trưng cho động học của đối tượng, là vectơ trạng thái có các thành phần $X^T(k) = [x_1, x_2, \dots, x_n]$, ta cần tạo nên tín hiệu $u(k)$, tính đến cả giá trị định chuẩn ngoài qua đại lượng $e(k)$, đại lượng phản hồi $LX(k)$ để đảm bảo đáp ứng $y(k)$ theo yêu cầu (hình 5.9).

Nếu mọi thành phần của vectơ trạng thái $X(k)$ truy nhập được và có thể đo trực tiếp, luật điều khiển ứng với phản hồi trạng thái là:

$$u(k) = e(k) - LX(k) \quad (5-23)$$

Nếu đối tượng bậc n , bằng việc chọn n thông số của vectơ phản hồi L ta có n bậc điều chỉnh tự do. Có thể đặt ra hai câu hỏi:

- a) Xuất phát từ y và u có thể có được trạng thái của X , nếu không thì có thể quan sát được chúng?

b) Có khả năng thay đổi (điều chỉnh) được các trạng thái của X từ u?

Điều này dẫn đến quan niệm về khả năng quan sát được và điều khiển được các trạng thái do Kalman đưa ra từ 1960.

Ta gọi một hệ thống là điều khiển được nếu trong khoảng thời gian giới hạn có thể thay đổi các thành phần của vectơ trạng thái X(t) từ một tín hiệu điều khiển để nhận được trạng thái cuối cùng X(t_f), xuất phát từ trạng thái ban đầu X(t_i).

Điều kiện để hệ điều khiển được là, nếu hệ được biểu diễn bằng

$$X(k + 1) = FX(k) + gu(k) \text{ bậc } n, \text{ thì hạng của ma trận}$$

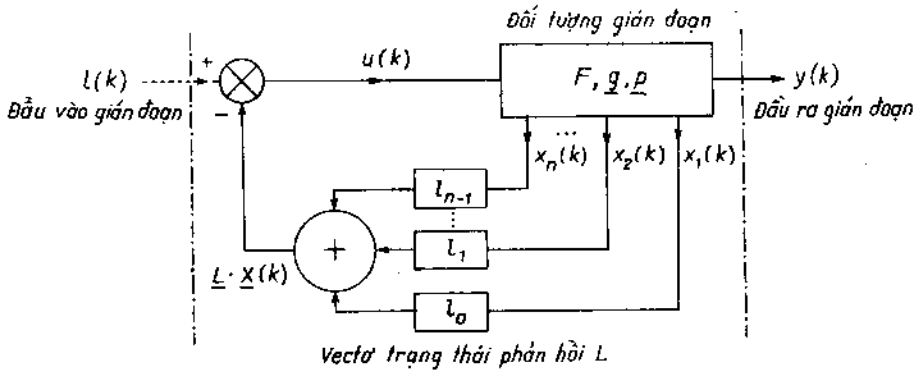
$$\text{rang } [g \ Fg \ F^2g \ \dots \ F^{n-1}g] = n \quad (5-24)$$

Ta nhận thấy đầu ra không có vai trò gì trong tiêu chuẩn điều khiển được trạng thái. Chỉ có các ma trận F và g tham gia vào. Ta biết phương trình của hệ liên tục nhiều biến (hình 5.10)

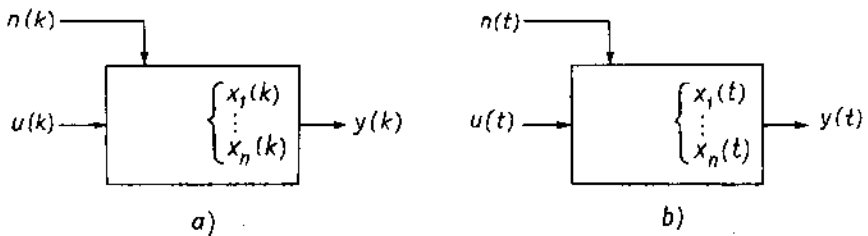
$$\dot{X}(t) = AX(t) + bu(t) + b_1n(t)$$

$$y(t) = cX(t)$$

(5-25a)



Hình 5.9 Điều khiển phản hồi trạng thái.



Hình 5.10 a) Hệ gián đoạn; b) Hệ liên tục.

Chuyển sang hệ gián đoạn ta có

$$\begin{aligned} X(k+1) &= FX(k) + gu(k) + g_1n(k) \\ y(k) &= pX(k) \end{aligned} \quad (5-25b)$$

Ta gọi một hệ quan sát được nếu có thể tìm được trạng thái ban đầu $X(t_0)$ từ quan sát đầu vào $u(t)$ và đầu ra $y(t)$ trong một khoảng thời gian giới hạn.

Điều kiện để hệ điều khiển quan sát được nếu hệ biểu diễn bằng

$$\begin{aligned} X(k+1) &= FX(k) + gu(k) \\ y(k) &= pX(k) \text{ bậc } n \end{aligned} \quad (5-26)$$

thì rang $[p \ pF \dots \ pF^{n-1}] = n$, $F = e^{A\Delta}$,

$$g = \int_0^{\Delta} e^{A(\Delta-v)} b \cdot dv, \quad p = C.$$

5.10.2 Tổng hợp bộ hiệu chỉnh trạng thái

Ta giả thiết đối tượng trên hình 5.10 thỏa mãn điều kiện điều khiển được và quan sát được. Việc tổng hợp bộ điều chỉnh trạng thái là xác định các hệ số $[l_1, l_2, \dots, l_{n-1}]$ ma trận L của bộ điều chỉnh nhằm cải tiến động học của đối tượng và bố trí một cách hợp lý các cực của hàm truyền vòng kín trong mặt phẳng phức để đảm bảo quá trình tắt nhanh và đáp ứng chính xác.

Các cực của hàm truyền của đối tượng điều chỉnh (y, e) là giá trị riêng của ma trận chuyển trạng thái (nghiệm của phương trình đặc trưng). Để đơn giản ta giả thiết biên độ của u không bị hạn chế (giả thiết tính tuyến tính).

Ta biểu diễn các phương trình của hệ kín từ (5-26) và biểu thức luật điều khiển (5-23)

$$\begin{aligned} X(k+1) &= (F - gL)X(k) + ge(k) \\ y(k) &= pX(k) \end{aligned} \quad (5-27)$$

Sự ổn định và động học của đối tượng bây giờ được xác định bằng phương trình đặc trưng mới $(F - gL)$

$$\phi(z) = z^n + \alpha_{n-1}z^{n-1} + \dots + \alpha_1z + \alpha_0 \quad (5-28)$$

phương trình (5-28) đặc trưng cho chế độ ô tô nôm của đối tượng, khi không có kích thích $e(k)$. Ta hãy tìm phương trình chính tắc của điều khiển

$$F = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{vmatrix} \quad (5-29a)$$

$$\Rightarrow \varphi(z) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_1z + a_0$$

$$g = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{và} \quad L = [l_0 \ l_1 \ \dots \ l_{n-1}] \quad (5-29b)$$

$$F_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ & -(a_0+l_0) & -(a_1+l_1) & \dots & -(a_{n-1}+l_{n-1}) \end{pmatrix} \quad (5-29c)$$

do đó phương trình đặc trưng

$$\Phi(z) = z^n + (a_{n-1} + l_{n-1})z^{n-1} + \dots + (a_1 + l_1)z + (a_0 + l_0)$$

Như vậy có khả năng xác định l_0, l_1, \dots, l_{n-1} để các cực của hệ vòng kín là các nghiệm của $\Phi(z)$ lấy các giá trị z_1, z_2, \dots, z_n lựa chọn đảm bảo tính năng tốt nhất.

Ta sẽ tính

$$\Phi(z) = z^n + (a_{n-1} + l_{n-1})z^{n-1} + \dots + (a_0 + l_0) = (z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_n)$$

tức là

$$l_i = \alpha_i - a_i \quad (5-30)$$

α_i chọn theo z_i , a_i xác định theo đối tượng gián đoạn.

Theo định lý Viète:

$$\alpha_{n-1} = -(z_1 + z_2 + \dots + z_n)$$

$$\alpha_{n-2} = z_1z_2 + z_1z_3 + \dots + z_{n-1}z_n$$

$$\alpha_{n-3} = -(z_1z_2z_3 + z_1z_2z_4 + \dots + z_{n-2}z_{n-1}z_n)$$

:

$$\alpha_0 = (-1)^n z_1 z_2 \dots z_n$$

Phương trình (5-30) là duy nhất trong trường hợp một biến. Ta có thể xác định L dễ dàng bằng (5-30)

Ví dụ

Đối tượng là động cơ một chiều có mô hình gián đoạn.

$$X(k+1) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0,63 \\ 0 & 0,37 \end{bmatrix}}_F X(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0,37 \\ 0,63 \end{bmatrix}}_g u(k)$$

trong đó x_1 là vị trí trục động cơ θ

x_2 là tốc độ quay $\dot{\theta}$

Giải

Phương trình đầu ra $y(k) = [0 \ 1]X(k)$, với biến trạng thái tốc độ quay x_2 đo được. Ta xác định phương trình đặc trưng của ma trận F_q . Trong trường

hợp này $F_q = \begin{vmatrix} 1 & 0,63 \\ 0 & 0,37 \end{vmatrix}$

phương trình đặc trưng

$$\det(zI - F_q) = \det \begin{vmatrix} z - 1 & -0,63 \\ 0 & z - 0,37 \end{vmatrix} = (z - 1)(z - 0,37)$$

Các hệ số của phương trình đặc trưng

$$a_1 = -1,37; \quad a_2 = 1; \quad a_0 = 0,37$$

Ta biểu diễn ma trận biến đổi $W_{(2 \times 2)} = [w^{(1)} \ w^{(2)}]$

và tính

$$w^{(2)} = g_q = \begin{vmatrix} 0,37 \\ 0,63 \end{vmatrix}$$

$$w_1 = F_q w^{(2)} + a_1 w^{(2)} = \begin{vmatrix} 1 & 0,63 \\ 0 & 0,37 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0,37 \\ 0,63 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} -1,37 \times 0,37 \\ -1,37 \times 0,63 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0,263 \\ -0,633 \end{vmatrix}$$

Như vậy

$$w = \begin{vmatrix} 0,263 & 0,37 \\ -0,633 & 0,63 \end{vmatrix} \quad \text{và} \quad w^{-1} = \begin{vmatrix} 1,58 & -0,925 \\ 1,58 & 0,658 \end{vmatrix}$$

$$\text{Mặt khác } \tilde{F} = F = W^{-1}F_q W = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -0,37 & 1,37 \end{vmatrix}$$

$$\tilde{g} = g = w^{-1}g_q = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}$$

Theo (5-30)

$$l_0 = \alpha_0 - a_0$$

$$l_1 = \alpha_1 - a_1$$

với α_0, α_1 lựa chọn của phương trình đặc trưng hệ kín phản hồi trạng thái và $a_0 = 0,37; a_1 = 1,37$. Ta sẽ chọn 2 cực của hệ kín bậc hai. Cố định độ quá chỉnh $\xi = 0,7$ và $\omega_n = 0,9$ rad/s. Các cực nằm ở vị trí hệ số tắt $\xi = 0,7$ (xem hình 4.20) ta có giá trị

$$z_{1,2} = 0,431 \pm j0,312$$

$$l_0 = \alpha_0 - a_0 = 0,283 - 0,37 = -0,087$$

$$l_1 = \alpha_1 - a_1 = -0,862 + 1,37 = 0,508$$

Trạng thái thực phản hồi

$$L_q = LW^{-1} = \begin{vmatrix} -0,087 & 0,508 \\ 1,58 & 1,58 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1,58 & -0,925 \\ 1,58 & 0,658 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -0,665 & 0,415 \end{vmatrix}$$

Từ đó ta tìm được luật điều chỉnh

$$u(k) = e(k) - 0,665x_1(k) - 0,415x_2(k).$$

ĐẠI CƯƠNG VỀ CẤU TRÚC PHẦN CỨNG VÀ CHƯƠNG TRÌNH PHẦN MỀM DÙNG CHO ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

Chương này trình bày sơ bộ những tiêu chuẩn lựa chọn các bộ vi xử lý (μP), bộ vi điều khiển (μC) và bộ xử lý tín hiệu số (DSP) dùng cho mục đích điều khiển máy điện, so sánh tính năng giữa các họ thông dụng. Tiếp theo trình bày cách ghép nối chúng với thế giới bên ngoài và trình bày chi tiết các phương pháp đo tốc độ động cơ. Cuối cùng giới thiệu đặc điểm ngôn ngữ C là ngôn ngữ thông dụng thích hợp cho mục đích điều khiển.

6.1 ĐẠI CƯƠNG VỀ CẤU TRÚC PHẦN CỨNG DÙNG CHO ĐIỀU KHIỂN MÁY ĐIỆN .

6.1.1 Tiêu chuẩn lựa chọn

Việc lựa chọn các bộ vi điều khiển, vi xử lý, bộ xử lý tín hiệu số căn cứ vào các yêu cầu điều khiển theo các tiêu chuẩn sau đây:

- *Kích thước bit máy:* Các μP , μC , DSP có các kích thước 4, 8, 16, 32, 64 bit. Ta biết kích thước bit thể hiện số phép toán mà các bộ vi xử lý có thể xử lý đồng thời. Bộ vi xử lý 4 bit có $2^4 = 16$ trạng thái, 8 bit có 256 trạng thái, 16 bit có 65536 trạng thái. Để lựa chọn kích thước bit máy hợp lý cần phân tích nhiệm vụ của việc xử lý, tuy nhiên giá thành của các bộ vi xử lý tăng theo số bit máy. Thông thường bộ vi xử lý 16 bit là thích hợp cho điều khiển máy điện xoay chiều.

- *Dung lượng bộ nhớ:* Ta phân chia bộ nhớ thành hai loại: bộ nhớ chương trình và bộ nhớ dữ liệu. Chương trình được lưu giữ trong ROM, EPROM. Ngoài ra ROM còn chứa các dữ liệu cố định như các bảng số... EEPROM cho phép lập trình ROM mà không cần tháo chip ra. Để xác định kích thước cần thiết của bộ nhớ đầu tiên cần viết bài toán ứng dụng dưới dạng giả lệnh (Pseudocode), nó cho ta ý tưởng về yêu cầu đối với bộ nhớ. Tuy vậy vẫn khó đánh giá yêu cầu với kích thước bộ nhớ, chỉ có các chỉ dẫn và kinh nghiệm

mới đánh giá đúng được yêu cầu này. Cũng cần sơ bộ ước lượng kích thước cần thiết của RAM dùng cho các biến, kích thước stack và các bộ nhớ đệm. Một số ứng dụng có thể đánh giá được phần trăm RAM so với ROM (chứa chương trình).

Ngôn ngữ sử dụng cũng là yếu tố quan trọng ảnh hưởng tới kích thước bộ nhớ. Hợp ngữ đòi hỏi kích thước ROM lớn hơn RAM 12 lần còn ngôn ngữ lập trình cấp cao có thể đòi hỏi kích thước ROM lớn hơn RAM 20 lần.

- *Khả năng vào - ra.* Để xác định các yêu cầu vào ra cần xác định số lượng, kiểu, đặc tính của tín hiệu. Cách đơn giản nhất là vẽ sơ đồ khối hệ thống điều khiển tìm mối liên hệ giữa các biến vào và ra với bộ xử lý trung tâm, nhờ đó đánh giá được số lượng các chân vào - ra của toàn bộ hệ thống.

- *Khả năng xử lý dữ liệu.* Để xử lý dữ liệu bộ vi xử lý phải có khả năng thực hiện các phép toán trong khoảng thời gian cần thiết. Ví dụ để điều khiển đóng mở tiristo bộ vi xử lý phải tính và đưa tới bộ điều khiển xung mỗi tại thời điểm thích hợp. Trong trường hợp này cần phải tin rằng hệ lệnh của CPU phải đủ nhanh và đủ mạnh. Mặt khác phải bảo đảm độ chính xác và phạm vi đủ của dữ liệu cần xử lý. Yêu cầu này quyết định kích thước bit dữ liệu. Ví dụ điều khiển động cơ bước chỉ cần dữ liệu kích thước 8 bit, nhưng điều khiển tay máy lại cần dữ liệu kích thước 16 bit hoặc lớn hơn.

- *Giá thành.* Các bộ vi điều khiển do có cấu trúc đơn giản phối hợp trong một chip nên có giá thấp hơn bộ vi xử lý thông dụng 10 lần. Ngoài giá thành phần cứng, giá thành phần mềm cũng đóng vai trò quan trọng và thường chiếm từ 50 đến 75% giá thành phần cứng. Để giảm giá thành phần mềm các nhà chế tạo thường sử dụng nhiều nhất sản phẩm phần mềm của bộ vi xử lý cùng họ.

6.1.2 Các họ bộ vi xử lý thông dụng

Bảng 6.1 cho ta các thông số quan trọng của các bộ vi xử lý thông dụng. Cần nhấn mạnh là các bộ vi xử lý được sử dụng trong mục đích điều khiển khi yêu cầu về dung lượng nhớ địa chỉ lớn. Ví dụ họ 80368 có thể nhớ 4 MB trong khi bộ vi điều khiển 8051 của Intel chỉ có bộ nhớ 60 KB. Bộ vi xử lý được dùng cho nhiệm vụ cần thực hiện tính nhanh nhưng khả năng thông tin với thế giới bên ngoài của chúng bị hạn chế.

Bảng 6.1a. Các bộ vi xử lý 16 bit của Intel

	8086	8088	80286
Năm sản xuất	6/1978	1979	2/1982
f_{clk} max (đồng hồ nhịp)	10 Mhz	10 Mhz	20 Mhz
MIPS (triệu lệnh/s)	0,33	0,33	12
Số transistor	29.000	29.000	134.000
Bus số liệu	16 bit	8 bit	16 bit
Bus địa chỉ	20 bit	20 bit	24 bit
Khả năng địa chỉ	1 MB	1MB	16 MB
Số chân	40	40	68
Chế độ bộ nhớ ảo	không	không	có
Có bộ quản lý bộ nhớ ở bên trong	không	không	có
Đồng xử lý toán học	8087	8087	80287

Bảng 6.1b. Các bộ vi xử lý 32 bit của Intel

	386DX	386SX	486DX	486SX	486DX2	Pentium
Năm sản xuất	10/1985	6/1988	4/1989	4/1991	3/1992	5/1993
f_{clk} max (đồng hồ nhịp)	40 Mhz	33 MHz	50MHz	25Mhz	66 Mhz	100 Mhz
MIPS (triệu lệnh/s)	6	2,5	20	16,5	52	112
Số transistor	275.000	275.000	12 triệu	1,8 triệu	12 triệu	3,1 triệu
Bộ nhớ Cache	Bên ngoài, do 82385 điều khiển	Bên ngoài, do 82385 điều khiển	I/Dcache 8KB	I/Dcache 8 KB	I/Dcache 8 KB	lcache 8KB Dcache 8KB
Bus số liệu	32 bit	16 bit	32 bit	32 bit	32 bit	64 bit
Bus địa chỉ	32 bit	24 bit	32 bit	32 bit	32 bit	32 bit
Khả năng địa chỉ	4 GB	16 MB	4 GB	4 GB	4 GB	4 GB
Số chân	132	100	168	168	168	273
Chế độ bộ nhớ ảo	có	có	có	có	có	có
Có bộ quản lý và bảo vệ bộ nhớ ở bên trong	có	có	có	có	có	có
Đồng xử lý toán học	80387DX	80387SX	bên trong	80487SX	bên trong	bên trong

Ghi chú I/Dcache: bộ nhớ cache (ẩn) chung cho lệnh và dữ liệu
 Cache: bộ nhớ cache cho lệnh. DCache: bộ nhớ cache cho dữ liệu.

Bảng 6.1.c. Các bộ vi xử lý 16/32 bit của Motorola

	68000	68010	68020	68030	68040	68060
Năm sản xuất	1979	1983	1984	1987	1989	1994
f_{clk} max (đồng hồ nhịp)	25 Mhz	25 Mhz	33 Mhz	33-50 Mhz	33-40 Mhz	66 Mhz
MIPS (triệu lệnh/s)	2,4	2,4	6,5	12	39	100
Số transistor			200.000		1,2 triệu	2,5 triệu
Bus số liệu	16 bit	16 bit	32 bit	32 bit	32 bit	32 bit
Bus địa chỉ	24 bit	24 bit	32 bit	32 bit	32 bit	32 bit
Khả năng địa chỉ	16 MB	16 MB	4 GB	4GM	4GM	4 GB
Số chân	64 hoặc 68	64 hoặc 68	114	118	179	223
Bộ nhớ cache	không	lcache 6B	lcache 256B	lcache 256B Dcache 256B	lcache 4KB Dcache 4KB	lcache 8KB Dcache 8KB
Chế độ bộ nhớ ảo	không	có	có	có	có	có
Có bộ quản lý bộ nhớ (MMU) ở bên trong	không	không	Bên ngoài, do 68851 làm	có	có	có
Đồng xử lý toán học	không	không	68881/ 68882	68882	bên trong	bên trong

6.1.3 Các bộ vi điều khiển thông dụng

Các bộ vi điều khiển được phát triển từ bộ vi xử lý tương thích thường là loại một chip, có cấu trúc đơn giản, giá thành hạ. Tuy có nhược điểm là không gian nhớ bị hạn chế nhưng khả năng vào - ra thuận tiện, do đó rất thích hợp đối với việc điều khiển các đối tượng công nghiệp. Sau đây là một số đặc tính quan trọng của các bộ vi điều khiển thông dụng của Intel và Motorola (Bảng 6.2).

Bảng 6.2. Các đặc tính của các bộ vi điều khiển thông dụng

Tên linh kiện	Verson không có ROM	Verson có EPROM	ROM (byte)	RAM byte	Số cổng vào ra
8051	8031	8571H	4K	128	4
8051AH	8031AH	8571H	4K	128	4
8052AH	8032AH	8752BH	8K	256	4
9395BH	8095BH	8795BH	8K	23	4
8397BH	8097BH	8797BH	8K	232	8
68HC11A	68HC11AO	68HC11A8	8K	256	8
68HC11E9	-	-	12K	512	8
68HC11M2	-	-	32K	1280	8
68HC11N4	-	68HC11N4	32K	768	16

6.1.4 Các bộ xử lý tín hiệu số (Digital Signal Processor - DSP)

Bộ xử lý tín hiệu số là bộ xử lý chuyên dụng được thiết kế để thực hiện các lệnh nhanh hơn so với bộ vi xử lý thông dụng. DSP được sử dụng ở các khâu cần tăng cường tính toán. Các chương trình của chúng thường chứa nhiều lệnh số học hơn các lệnh di chuyển dữ liệu hoặc xử lý vào - ra.

DSP rất thích hợp với việc điều khiển thời gian thực. Ví dụ trong hệ thống điều khiển số DSP lấy mẫu các đầu vào tương tự sau khi cho qua bộ lọc thông thấp rồi tính các lượng ra mới để gửi đến bộ đổi số - tương tự. Quá trình này đòi hỏi tốc độ thực hiện phải nhanh. Các phép toán số học chủ yếu ở đây là nhân và tích lũy.

DSP được ứng dụng trong phần nhận dạng đối tượng, điều chỉnh tốc độ, vị trí, thực hiện vòng điều chỉnh PID số, biến đổi Fourier nhanh, bộ lọc số ...

Bảng 6.3 cho các đặc tính chủ yếu của một số DSP thông dụng

Bảng 6.3. Các đặc tính của một số DSP thông dụng

DSP	Năm sản xuất	Bộ nhớ lệnh	RAM dữ liệu 1	RAM dữ liệu 2	ROM các hệ số	Chu kỳ (ns)	Quan hệ vào/ra phép nhân	Kích thước bộ tích lũy CPU	RAM hoặc ROM ngoài	Công nghệ
Intel 2920	1980	192 x 24	40 x 25			600	12/16	25		1
AMI 28211		512 x 18	128 x 16	128 x 16	128 x 16		16/31	16		2
NEC 7720	1980	512 x 23	128 x 16		512 x 13	250	16/32	16		2
TMS 32010	1981	1536 x 16	144 x 16			200	16/26	32	có	2
FUJITSU MB 8764	1983	1k x 24	128 x 16	128 x 16		100	16/32	26	có	3
TMS 320 C 25	1986	4k x 16	288 x 16	256 x 16		150	16/32	32	có	3
THOMSON 68931	1985	1280 x 32	128 x 16	128 x 16	512 x 16	160	16/32	32	có	3
WE DSP 16		2048 x 16	512 x 16			55	16/32	36	có	3
NEC 77230	1986	2k x 32	512 x 32	512 x 32	1k x 32	150	32/55	55	có	4
TMS 320 C 30	1987	4k x 32	1k x 32	1k x 32		75	32/40	40	có	4
WE DSP 32		512 x 32	512 x 32	512 x 32		100	32/40	40	có	4
HITACHI HD61810	1982	512 x 22	200 x 16		128 x 16	250	16/20	20		4

Ký hiệu công nghệ

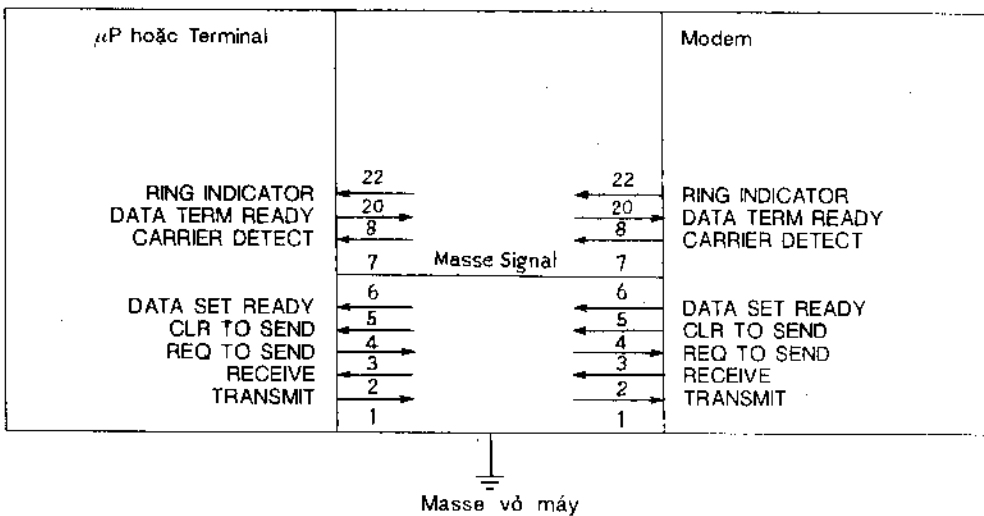
- 1 Không có bộ nhớ trong
- 2 Có bộ nhân trong
- 3 CMOS
- 4 Nhân dấu phẩy động

6.2 GHEP NỐI BỘ VI XỬ LÝ, BỘ VI ĐIỀU KHIỂN VÀ BỘ XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ

Cổng nối tiếp RS232 (RS: Recommended Standard)

Cổng nối tiếp RS-232 là giao diện sử dụng rộng rãi nhất. Trong các máy PC cổng này còn gọi là COM1, còn COM2 dùng cho các mục đích khác. Cổng RS232 được sử dụng cho các mục đích đo lường điều khiển. Việc truyền dữ liệu qua cổng được tiến hành theo cách nối tiếp, nghĩa là các bit được gửi đi nối tiếp nhau trên cùng một đường dẫn. Loại truyền này có khả năng dùng cho các khoảng cách lớn hơn, khả năng bị nhiễu ít hơn khi dùng cổng song song. Việc dùng cổng song song có nhược điểm là truyền dùng cáp có quá nhiều sợi, hơn nữa mức tín hiệu nằm trong khoảng 0 - 5V không thích hợp với khoảng cách lớn.

Mức logic tín hiệu sử dụng khác nhau tùy theo mạch cụ thể. Tín hiệu định mức là +12V (logic 0) và -12V (logic 1). Mức tín hiệu này cho phép truyền dẫn tín hiệu qua khoảng cách xa. RS232C quy định 21 tín hiệu nối qua đầu nối 25 chân. Các tín hiệu thường sử dụng được cho trên hình 6.1. Ở đây cần phân biệt 2 loại nối mát: mát của tín hiệu và mát của vỏ máy. Mát của tín hiệu là mốc chuẩn cho mọi tín hiệu. Cần phải nối các mát tương ứng để đảm bảo hệ thống làm việc tốt. Đặc tính về điện của các cổng giao diện cho trong bảng 6.4.



Hình 6.1. Nối bộ vi xử lý và modem RS232C.

Bảng 6.4. Đặc tính điện của các cổng giao diện nối tiếp

Cổng giao diện	RS232C	RS423	RS442
Chiều dài cáp (max)	15m	1200m	1200m
Tốc độ truyền tín hiệu	20kB/s	100kB/s ở 12m	10MB/s ở 12m
Điện áp ra hở mạch	$\pm 3V$ đến $\pm 25V$	± 4 đến $\pm 6V$	$\leq 6V$
Điện áp ra có tải	$\pm 5V$ đến $\pm 15V$ tải 3 đến $7k\Omega$	$ V_t \geq 9 V_o $ tải 450Ω	2V tải 100Ω
Dòng điện ra ngắn mạch	$ I_s \leq \pm 500\text{ mA}$	$ I_s \leq \pm 150\text{mA}$	$ I_s \leq \pm 150\text{ mA}$
Tốc độ quét (dV/dt)	$30V/\mu s$	Không cần kiểm tra	Không cần kiểm tra
Trở kháng vào	3 đến $7k\Omega$, 2500pF	$\geq 4k\Omega$	$\geq 4k\Omega$
Điện áp nguồn	-25V đến +25V	-12V đến +12V	-12V đến +12V

6.3 ĐO TỐC ĐỘ QUAY ĐỘNG CƠ

Để đo tốc độ rôto ta có thể sử dụng các phương pháp sau đây.

- Sử dụng máy phát tốc
- Sử dụng bộ cảm biến quang tốc độ với đĩa mã hóa
- Sử dụng máy đo góc tuyệt đối
- Xác định tốc độ gián tiếp qua phép đo dòng điện và điện áp stato mà không cần dùng bộ cảm biến tốc độ.

Do độ chính xác thấp, lại đòi hỏi kèm theo bộ đổi tương tự số để số hóa tín hiệu đo nên phương pháp sử dụng máy phát tốc đã dần đi vào dĩ vãng. Dưới đây sẽ trình bày chi tiết các phương pháp xác định tốc độ quay của rôto.

6.3.1 Sử dụng bộ cảm biến quang tốc độ với đĩa mã hóa (Incremental Encoder)

Hình 6-2a là sơ đồ sử dụng bộ cảm biến quang tốc độ. Đĩa mã hóa gắn trên trục động cơ gồm các lỗ, trên hình 6.2a có 8 lỗ. Đĩa đặt mã giữa nguồn tia hồng ngoại do điốt phát quang LED cung cấp và đầu thu là tranzito quang (hình 6.2b). Khi đĩa quay tranzito quang sẽ chỉ chuyển mạch nếu vị trí LED, lỗ, tranzito quang thẳng hàng. Khi đó tranzito quang đưa điện áp trên R_2 về

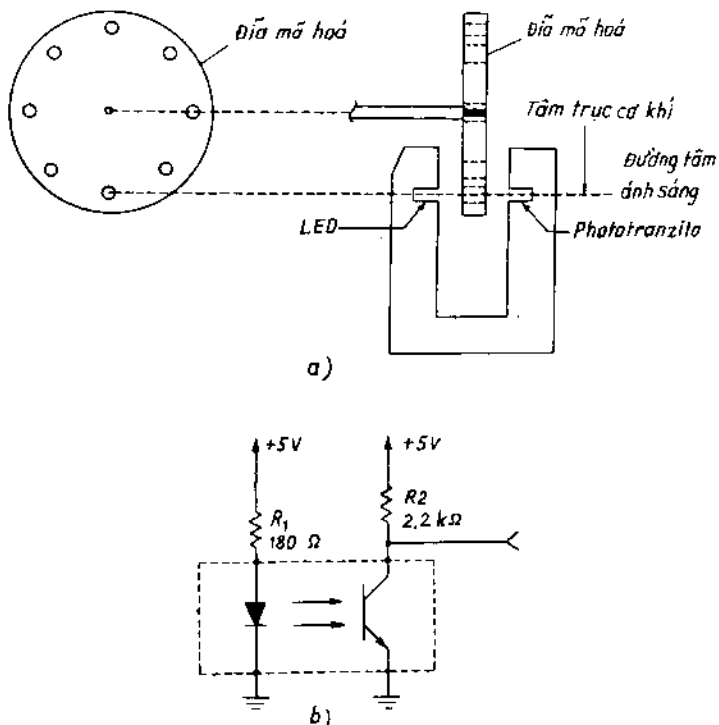
mức thấp. Khi đĩa ngăn ánh sáng thì tranzito quang bị khóa, kết quả là điện áp trên R_2 về mức cao.

Kết quả là khi đĩa mã hóa quay, ứng với hình 6.2a trên đầu ra R_2 ta được 8 xung hình chữ nhật. Tần số xung phụ thuộc vào tốc độ đĩa.

Nếu ta muốn duy trì tốc độ quay của rôto ở tốc độ không đổi nào đó ứng với chu kỳ tín hiệu do bộ cảm biến tốc độ tạo nên, chu kỳ

này xác định điểm đặt tốc độ. Để xác định chiều quay (thuận hoặc ngược) cần sử dụng bộ cảm biến kép gồm có 2 LED và 2 tranzito quang, 2 đĩa mã hóa (hình 6.3a). Khi đĩa quay ta nhận được 2 xung chữ nhật lệch nhau 90° . Chiều quay được xác định bằng vị trí tương đối của hai tín hiệu ra. Tốc độ bằng không có nghĩa là xung tiếp theo không bao giờ tới. Trong thực tế áp dụng ta sử dụng bộ thời gian tràn khi các xung đến lớn hơn 65536 bằng bộ đếm thời gian thanh ghi.

Thông thường các bộ cảm biến quang tốc độ còn kèm theo khả năng xử lý sườn các xung tín hiệu và trên cơ sở đó cho phép tăng số lượng vạch đếm trong một vòng đĩa lên 4 lần. Chuỗi xung A hoặc B được đưa tới cửa vào của khâu đếm tiến, biết số xung trong một chu kỳ, ta tính được tốc độ quay của động cơ:



Hình 6.2. Bộ cảm biến quang tốc độ với đĩa mã hóa
a) Sơ đồ cảm biến quang tốc độ;
b) Sơ đồ nguyên lý tranzito quang.

$$n[\text{vòng/phút}] = \frac{60N}{4N_0 T_n} \quad (6-1)$$

trong đó T_n là chu kỳ điều chỉnh tốc độ, ở đây là chu kỳ đếm xung tính bằng giây

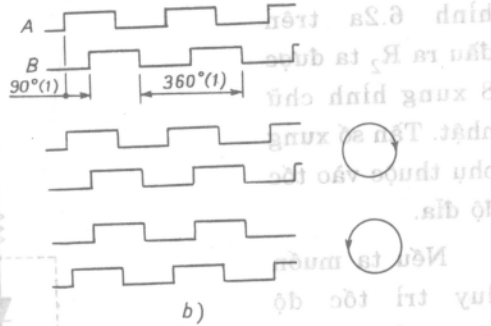
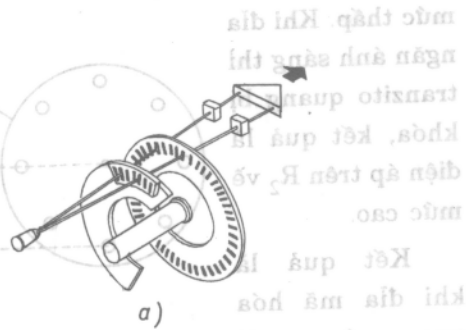
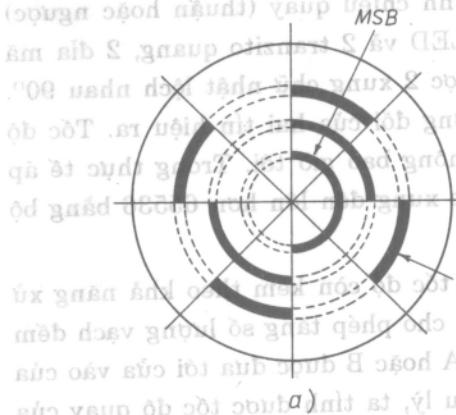
N_0 số xung trong 1 vòng, còn gọi là độ phân giải của bộ cảm biến tốc độ

N số xung trong thời gian T_n

Để nâng cao độ phân giải của phép đo tốc độ ta có hai giải pháp:

- Một là tăng số lỗ trong một rãnh, ta có đĩa mã hóa gồm nhiều rãnh, mỗi rãnh có số lỗ tăng dần theo quan hệ 2^n , n là số rãnh (hình 6.4).

Ví dụ đĩa mã hóa trên hình 6.4 a gồm có 3 rãnh. Rãnh trong cùng gồm một nửa vòng tròn màu trong suốt, một nửa mờ. Khi đọc rãnh này ta xác định được vị trí rôto đang ở nửa vòng tròn nào. Trường hợp này ứng với bit trong lớn nhất (MSB). Rãnh giữa được chia thành 4 phần màu trong



Hình 6.3. a- Bộ cảm biến quang tốc độ hai chiều quay; b- Xác định chiều quay bằng so sánh pha 2 tín hiệu.



Hình 6.4. Đĩa mã hóa tuyệt đối.
a) Trường hợp 3 rãnh; b) Trường hợp 12 rãnh.

suốt và mờ liên tiếp nhau. Độ rãnh này ta xác định được vị trí rôto đang ở 1/4 vòng nào. Các rãnh tiếp theo cho ta xác định được vị trí một phần tám, một phần mười sáu... của vòng tròn. Rãnh ngoài cùng cho ta độ chính xác cuối cùng ứng với bit trọng nhỏ nhất (LSB). Hình 6.4b là đĩa mã hóa tuyệt đối gồm 12 rãnh.

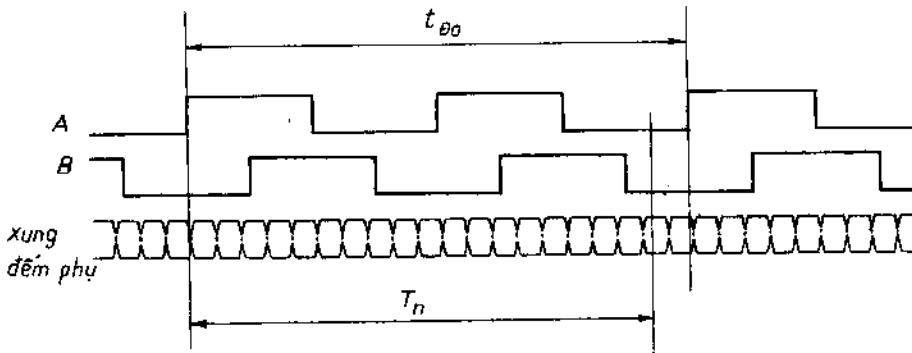
- Hai là phân phối đếm xung và đo thời gian. Bên cạnh việc đếm xung ở trên ta đo khoảng thời gian, ví dụ t_{D0} trên hình 6.5. Giữa hai sườn xung lân cận thời điểm bắt đầu và kết thúc chu kỳ T bằng cách đồng thời đếm một chuỗi phụ có tần số cố định. Trường hợp này công thức (6-1) trở thành:

$$n = \frac{60N}{4N_0\Delta t} = f(N_0, \Delta t) \quad (6-2)$$

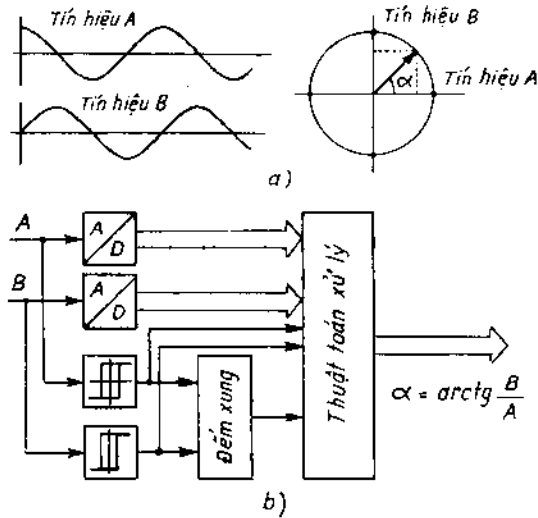
Đạo hàm riêng của n, với $\Delta t = t_{D0} \approx T_n$ được

$$\begin{aligned} dn &= \frac{60}{4N_0\Delta t} dN_0 - \frac{n}{\Delta t} d(\Delta t) \\ &\approx - \frac{n}{\Delta t} d(\Delta t) \end{aligned} \quad (6-3)$$

Nếu xung đếm phụ có độ phân giải thời gian $d(\Delta t) = 50 \text{ ns}$, khi $n = 3000 \text{ v/phút}$ theo (6-3) ta xác định được độ phân giải $dn = 0,15 \text{ vòng/phút}$, tạo điều kiện ổn định tốc độ n với độ chính xác rất cao. Phương pháp đo thời gian phối hợp đếm xung có độ phân giải không còn phụ thuộc vào độ phân giải của đĩa mã hóa mà chỉ phụ thuộc vào tần số của chuỗi xung phụ đo thời gian (hình 6.4). Nhiều bộ cảm biến quang tốc độ không cấp tín hiệu A, B chữ nhật mà có dạng sin như hình 6.6a.



Hình 6.5. Hai kênh tín hiệu ra lệch nhau 90° A và B của máy phát xung.



Hình 6.6 a) Máy phát xung với hai kênh A, B có tín hiệu dạng sin;
b) Sơ đồ nguyên lý của mạch đo.

Hai tín hiệu A, B được đưa qua mạch trigơ (hình 6.6b) để tái tạo lại dạng chữ nhật sau đó sử dụng như tín hiệu đo tốc độ thông thường có kèm theo khả năng nhân 4.

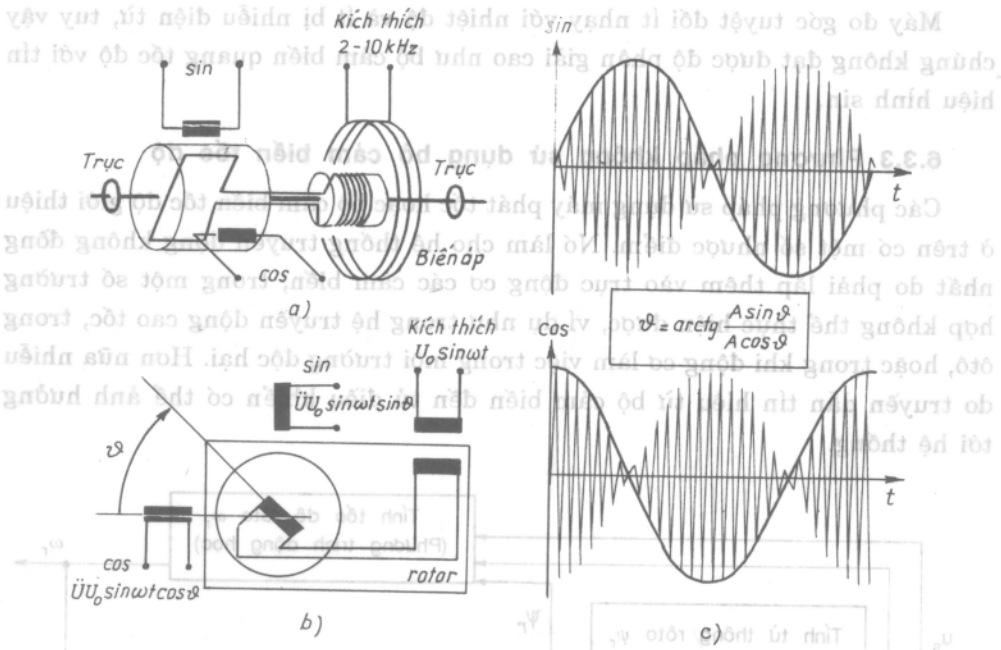
Trong mỗi xung có khả năng đọc các giá trị sin, cos. Bằng cách xác định $\alpha = \text{arctg}(B/A)$ ta thực hiện nội suy vị trí trong bản thân một xung chữ nhật, nhờ đó nâng độ phân giải của phép đo lên 18 - 20 bit/1 vòng. Bộ cảm biến quang tốc độ bằng đĩa mã hóa thông dụng ngoài hai kênh A và B còn cấp xung "O" tín hiệu về một góc cố định của trục quay tạo điều kiện sử dụng trong hệ truyền động động cơ đồng bộ.

6.3.2 Sử dụng máy đo góc tuyệt đối (Resolver)

Máy đo góc tuyệt đối có cấu tạo gồm hai phần: phần động gắn liền với trục quay động cơ chứa cuộn sơ cấp được kích thích bằng sóng mang tần số 2 - 10 kHz qua máy biến áp quay (hình 6.7a). Phần tĩnh có 2 dây quấn thứ cấp (cuộn sin và cuộn cos) đặt lệch nhau 90° . Đầu ra của 2 dây quấn thứ cấp ta thu được hai tín hiệu điều biên $UU_0 \text{sincosin}\theta$ và $UU_0 \text{sincocos}\theta$ (hình 6.7b).

Đường bao của biên độ kênh tín hiệu ra chứa thông tin về vị trí tuyệt đối (góc θ) của rôto máy đo, có nghĩa là vị trí tuyệt đối của rôto động cơ (hình 6.7c).

Có hai cách thu thập thông tin về θ . Cách thứ nhất là hiệu chỉnh sửa sai



Hình 6.7. Máy đo góc tuyệt đối
 a) Cấu tạo; b) Sơ đồ nguyên lý; c) Hai kênh tín hiệu ra.

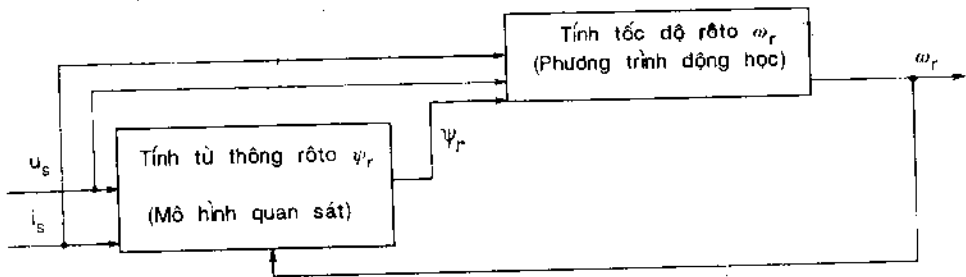
góc thu được trên cơ sở so sánh góc và được cài đặt sẵn trong một số vi mạch sẵn có. Các vi mạch này cho tín hiệu góc dạng số với độ phân giải 10 - 16 bit/1 vòng và một tín hiệu tốc độ quay dạng tương tự. Do cần sử dụng khâu điều chỉnh I hoặc PI để sửa sai lệch góc nên chiều rộng dải tần và độ phân giải cho phép phụ thuộc vào thông số của mạch điều chỉnh. Cách thứ hai có chất lượng cao hơn là dùng hai bộ đối tượng tự số để lấy mẫu trực tiếp từ đỉnh tín hiệu điều chế. Trong trường hợp này cần đồng bộ chặt chẽ giữa thời điểm lấy mẫu và khâu tạo tín hiệu kích thích 2 ÷ 10 kHz sau đó dùng bộ lọc để chuyển xung chữ nhật thành tín hiệu kích thích hình sin. Ngoài ra phải có biện pháp giảm sai số truyền dẫn tín hiệu từ bộ cảm biến đặt ở động cơ đến bộ vi xử lý đặt ở bàn điều khiển.

Độ phân giải của phép đo dùng máy đo góc tuyệt đối hoàn toàn phụ thuộc vào độ phân giải của bộ đối tượng tự số. Ví dụ khi sử dụng bộ đối tượng tự số có độ phân giải 12 bit, góc θ đo được với độ phân giải cỡ 12800 xung / 1 vòng. Máy sử dụng thuận lợi cho cả hai loại động cơ xoay chiều, đặc biệt động cơ không đồng bộ là loại cần biết giá trị tuyệt đối của vị trí rôto. Khi đạo hàm góc quay θ ta thu được tốc độ ω của rôto.

Máy đo góc tuyệt đối ít nhạy với nhiệt độ và ít bị nhiễu điện từ, tuy vậy chúng không đạt được độ phân giải cao như bộ cảm biến quang tốc độ với tín hiệu hình sin.

6.3.3 Phương pháp không sử dụng bộ cảm biến tốc độ

Các phương pháp sử dụng máy phát tốc hoặc bộ cảm biến tốc độ giới thiệu ở trên có một số nhược điểm. Nó làm cho hệ thống truyền động không đồng nhất do phải lắp thêm vào trục động cơ các cảm biến, trong một số trường hợp không thể thực hiện được, ví dụ như trong hệ truyền động cao tốc, trong ô tô, hoặc trong khi động cơ làm việc trong môi trường độc hại. Hơn nữa nhiều do truyền dẫn tín hiệu từ bộ cảm biến đến tủ điều khiển có thể ảnh hưởng tới hệ thống.



Hình 6.8. Sơ đồ khối tính toán tốc độ rôto.

Hệ thống truyền động mới không sử dụng bộ cảm biến khắc phục được các nhược điểm trên. Ý tưởng của hệ thống này là tốc độ động cơ được ước lượng từ điện áp và dòng điện stato và sử dụng làm tín hiệu phản hồi của mạch vòng điều chỉnh tốc độ. Để giải quyết vấn đề xác định tốc độ ta phải giải quyết hai vấn đề:

- Một là tính toán tốc độ từ hệ phương trình động học của động cơ biểu thị quan hệ giữa điện áp, dòng điện stato và từ thông rôto.

- Hai là xây dựng mô hình quan sát với tốc độ là một tham số tính toán từ thông rôto. Cấu trúc và tham số của mô hình quan sát được lựa chọn theo tiêu chuẩn ổn định và hội tụ. Sơ đồ khối bộ tính toán tốc độ cho trên hình 6.8.

6.4 MỘT SỐ ĐẶC ĐIỂM CHƯƠNG TRÌNH PHẦN MỀM TRONG ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

Ta đã biết điều khiển số máy điện là điều khiển với thời gian ngắn nhất.

Hợp ngữ (Assembly) là ngôn ngữ sử dụng hiệu quả nhất dành cho mục đích này. Chương trình có hiệu quả nhất là chương trình sử dụng bộ nhớ (dùng cho mã dịch và dữ liệu) ít nhất với thời gian ngắn nhất.

Ngôn ngữ C có những đặc trưng của ngôn ngữ cấp cao nhưng cũng có các đặc điểm của ngôn ngữ bậc thấp là ngôn ngữ rất hiệu quả trong việc xây dựng các chương trình phần mềm điều khiển máy điện. C có tính cấu trúc rất cao, có các toán tử rất mạnh vì thế ngày nay các chương trình lớn đều được viết bằng ngôn ngữ C hoặc được viết lại bằng C. C cũng có thể ghép nối trực tiếp với hợp ngữ, vì thế ngày nay C trở nên thông dụng hơn hợp ngữ nhiều. Năm 1990 ANSI công bố ngôn ngữ C tiêu chuẩn X3.159-1989. Ta có thể viết chương trình nguồn bằng C và dịch chúng dùng cho bộ xử lý lựa chọn. Bình thường người sử dụng dùng các file riêng cho chương trình và chạy cho bộ xử lý bất kỳ.

Khi lập trình bằng C người sử dụng phải nắm vững hệ lệnh của bộ vi xử lý và vi điều khiển. Ngoài ra cũng cần biết các hàm được xây dựng riêng cho điều khiển. Hàm trong C tương đương với chương trình con viết bằng hợp ngữ.

C được coi là ngôn ngữ thích hợp nhất cho điều khiển thời gian thực vì tính vạn năng, cô đọng và tốc độ thực hiện.

Chương trình sau đây xử lý vào - ra có trong thư viện 68HC11 của Motorola:

```
# define PORTB 0 x 1004 /* gán 1004 hệ 16 cho địa chỉ cổng PORTB */
# define PORTE 0 x 100a /* gán 100A hệ 16 cho địa chỉ cổng PORTE */
main () /* chương trình chính */
{
    unsigned in1 /* biến lưu giữ đầu vào */
    poke (PORTB, 0 x 5C); /* ghi số $5C vào PORTB */
    in1 = peek (PORTE); /* gán cho biến in1 nội dung của PORTE */
}
```

Chương trình sau đây gọi một số hàm khởi động và dừng động cơ

```
define TRUE 1 /* định nghĩa hằng TRUE = 1 */
void motoron (void); /* prototype hàm khởi đầu động cơ ở vị trí chạy */
void motoroff (void); /* prototype hàm khởi đầu động cơ ở vị trí dừng */
```

```

int stop (void); /* prototype hàm dừng động cơ */
int stop (void); /* prototype hàm khởi động động cơ */
main ()          /* chương trình chính */
{
motoroff ();     /* gọi hàm khởi động đầu động cơ dừng */
while (TRUE) /* chu trình thực hiện lệnh gọi hàm */
    {
        if (stop ()) motoroff ();
        else if (start ()) motoron ();
    }
}

```

Chương trình sau đây thực hiện bộ điều chỉnh PID bằng ngôn ngữ C theo quy luật

$$C = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (6-4)$$

$$e = sp - pv \quad (6-5)$$

trong đó C - là biến điều khiển

K_p - hệ số khuếch đại tỷ lệ

K_i - hệ số khuếch đại tích phân

K_d - hệ số khuếch đại đạo hàm

e- sai lệch

sp- giá trị đặt

pv- biến quá trình

gọi n là bước lấy mẫu thứ n, ta được phương trình PID số như sau:

$$C_n = C_{n-1} + A_0 e_n - A_1 e_{n-1} + A_2 e_{n-2} \quad (6.6)$$

Ở đây $A_n = K_p + K_i \Delta t + \frac{K_d}{\Delta t}$

$$A_1 = K_p + 2 \frac{K_d}{\Delta t}$$

Δt = khoảng thời gian lấy mẫu

$$e_n = sp - pv_n$$

Chương trình nguồn sau đây dùng để tính đầu ra của PID số theo phương trình:

```

CO = C1 + A1 * EO - A1 * E1 + A2 * E2
# define A2 17 /* cho các hệ số khuếch đại của PID */
# define A1 21
# define A0 75
static int SP, PV; /* dành RAM cho các biến */
static int C1, C0; /* C1, C0 có giá trị 0 - 16383 */
static int E2, E1, E0;
main ()
{
/* khởi đầu các biến trong RAM */
    SP = 64;
    E2 = 0;
    E1 = 0;
/* Đọc lượng vào PV */
startad ();
PV = analog (0);
/* Lượng ra thứ nhất là một nửa PV */
C1 = PV << 6; /* lượng ra nằm giữa 0 - 16383 */
while (1) /* vòng lặp liên tục */
{
C1 = C1 >> 6;
out (C1);
PV = analog (0); /* Đưa lượng vào tiếp theo */
PV = PV >> 1;
EO = SP - PV /* tính sai lệch */
/* Tính đầu ra tiếp theo */
C0 = C1 + A0 * E0 - A1 * E1 + A2 * E2;
/* Giới hạn đầu ra trong trường hợp bị tràn */
if (C0 > 16383) C0 = 16383;

```

```

if (C0 < 0) C0 = 0;
/* gán lại các biến */
C1 = C0;
E2 = E1;
E1 = E0;
/* sử dụng assembly gọi thời gian trễ 10ms */
asm ("jsr $ e2d3");
} /* kết thúc vòng lặp */
}/* kết thúc chương trình */

```

Bảng 6.5. Thư viện các hàm của bộ vi điều khiển 68HC1

Hàm	Ý nghĩa
int analog (int port)	Trả về giá trị analog từ cổng. Cổng đánh số từ 0 đến 7
int digital (int port)	Trả về 1 hoặc 0 (true hoặc false) từ cổng C
void motor (int m, int s)	Cho động cơ m tốc độ s. Động cơ đánh số từ 0 đến 4. Tốc độ được đánh số từ -16 (ngược) đến 16 (thuận)
void off (int m)	Ngừng động cơ m
int button (void)	Trả về 1 khi nút IRQ đóng. Hệ thống bị treo khi nút ấn xuống trở về true khi nút nhả.
void msleep (int msec)	Thời gian ngừng msec
void tone (int fre, int duration)	Phát bíp tần số "freq", trong khoảng "duration", ms
void printdec (int n)	In giá trị n số thập phân không dấu
int getchar ()	Đợi ký tự nối tiếp
putchar (char C)	Ghi C vào dòng tiếp
int peek (addr)	Trả về giá trị địa chỉ byte
int peekword (addr) poke (addr, byte)	Trả về giá trị từ byte Ghi byte địa chỉ

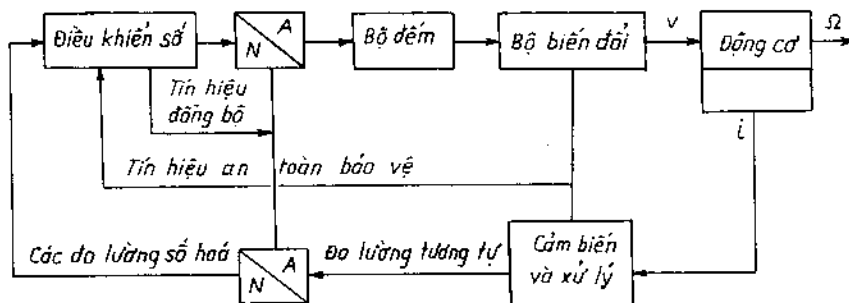
ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

Về phương diện điều khiển, động cơ điện một chiều đơn giản hơn so với các loại máy điện quay khác vì chúng ta có thể nghiên cứu riêng rẽ các mạch vòng điều khiển dòng điện và tốc độ, mặt khác các bộ biến đổi đi kèm với động cơ điện một chiều là các bộ chuyển mạch đủ chậm để có thể chấp nhận rằng đặc tính động chỉ bị giới hạn bởi cấu trúc gián đoạn của bộ biến đổi mà không bị hạn chế bởi cơ cấu điều khiển số (bộ vi xử lý). Ví dụ trường hợp máy điện một chiều được cung cấp qua cầu chỉnh lưu tiristo hoặc bộ băm tần số thấp và sử dụng cơ cấu điều khiển là bộ vi xử lý tính năng trung bình. Thiết bị này tương đối đơn giản nhưng cho phép thể hiện các giải pháp điều khiển số một cách rõ ràng.

Quy luật điều khiển liên quan chặt chẽ với mô hình và cấu trúc hệ thống. Trong chương này đầu tiên ta sẽ xét trường hợp việc lấy mẫu điều khiển không ảnh hưởng tới quá trình rời rạc của bộ biến đổi. Trong trường hợp này việc xử lý giống như trường hợp điều khiển kinh điển. Do đó ta lần lượt xét việc điều chỉnh liên tục mạch vòng dòng điện rồi chuyển qua điều khiển rời rạc mạch vòng dòng điện, sau đó xét vấn đề chuyển từ điều khiển tương tự sang điều khiển số trực tiếp, điều khiển số tốc độ.

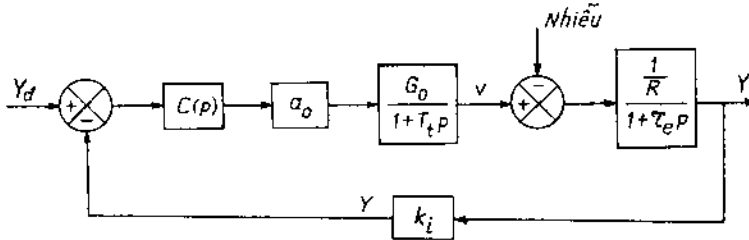
7.1 ĐIỀU KHIỂN LIÊN TỤC MẠCH VÒNG DÒNG ĐIỆN

7.1.1 Mô hình



Hình 7.1. Cấu trúc điều khiển số mạch vòng dòng điện.

Cấu trúc điều khiển số mạch vòng dòng điện được biểu diễn trên hình 7.1. Dòng điện được phân hồi qua bộ cảm biến và xử lý rồi được chuyển đổi thành tín hiệu số để đưa vào bộ điều khiển số. Tín hiệu điều khiển số được chuyển đổi thành tín hiệu tương tự tác động lên bộ biến đổi nhằm điều khiển dòng điện i của động cơ.



Hình 7.2. Sơ đồ khối mạch vòng dòng điện.

Sơ đồ khối của cấu trúc điều khiển số mạch vòng dòng điện được vẽ trên hình 7.2 trong đó:

$C(p)$ là hàm truyền của bộ hiệu chỉnh

$\frac{G_0}{1 + T_t p}$ là hàm truyền của bộ biến đổi,

$\frac{1}{1 + \tau_c p}$ là hàm truyền mạch vòng, dòng điện động cơ

Y_d là giá trị đặt, T_t là hằng số thời gian của bộ biến đổi, $\tau_c = \frac{L}{R}$ là hằng số thời gian điện từ. Hằng số thời gian $T_t = \frac{T}{2}$, với T là chu kỳ lấy mẫu.

Trường hợp hệ thống biến thiên chậm, là trường hợp thường thấy với các bộ chỉnh lưu có điều khiển thì chu kỳ T được ấn định là chu kỳ thực của bộ biến đổi $T = T_h$. Ví dụ trường hợp bộ chỉnh lưu cầu ba pha và lưới điện 50Hz thì $T_h = 3,3ms$.

Từ sơ đồ hình 7.2 ta có sơ đồ hình 7.3 với hệ số phản hồi

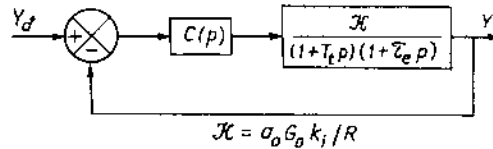
$$K = \frac{a_0 G_0 k_i}{R} \quad (7-1)$$

k_i là hệ số khuếch đại của bộ cảm biến dòng điện, kể cả chuyển đổi tương tự số.

7.1.2 Cấu trúc hệ thống điều khiển

Ta xét trường hợp đơn giản nhất là mạch vòng dòng điện được mô tả bằng hàm truyền

$$\frac{I_p}{V(p)} = \frac{1/R}{(1 + \tau_c p)} \quad (7-2)$$



Hình 7.3. Sơ đồ biến đổi từ sơ đồ 7.2.

Thông thường trong mạch vòng kín các bộ hiệu chỉnh $C(p)$ có nhiệm vụ tạo ra hàm truyền có môđun càng ít biến đổi càng tốt và mong muốn sai số tĩnh bằng không.

Dưới đây ta sẽ xem xét cụ thể ba phương pháp áp dụng lần lượt đối với hệ thống không có khâu tích phân (bù các cực), hệ thống có một khâu tích phân (đối xứng tối ưu) và hệ thống dùng phương pháp sắp xếp các cực.

7.1.3 Hệ thống bù cực

Ta đang xét trường hợp mô hình liên tục biến thiên rất chậm so với tần số lấy mẫu, nghĩa là $\tau_c \gg T$.

Đầu tiên ta viết hàm truyền của hệ hở hình 7.2

$$H_{B0}(p) = a_0 \frac{G_0}{(1 + T_i p)} \cdot \frac{1/R}{(1 + \tau_c p)} \cdot k_i \quad (7-3)$$

Hàm truyền (7-3) có hai điểm cực:

- cực thực $p_1 = -\frac{1}{\tau_c}$ của hệ cần điều khiển,
- cực thứ hai $p_2 = -\frac{1}{T_i}$ không phải là cực thực mà là giả định gần đúng

của quá trình lấy mẫu. Ta sẽ lựa chọn bộ hiệu chỉnh $C(p)$ có khả năng bù một cực, đồng thời đưa vào hệ thống một khâu tích phân để loại bỏ sai số tĩnh.

Hàm được chọn cho bộ hiệu chỉnh là khâu PI (tỷ lệ - tích phân) kinh điển với hai thông số τ và τ_i như sau:

$$C(p) = \frac{1 + p\tau}{\tau_i p} \quad (7-4)$$

Từ điều kiện bù cực ta có:

$$\tau = \tau_c \quad (7-5)$$

Tiếp theo ta xét hàm truyền của hệ kín có dạng:

$$H_{BF}(p) = \frac{1}{k_i} \frac{1}{1 + (\tau_i/k)p + (\tau_i T_i/k)p^2} \quad (7-6)$$

Tiêu chuẩn dài thông dẫn đến tìm hàm truyền mạch vòng kín theo hàm gần đúng Butterworth, vì thế trong biểu thức bình phương môđun ở chế độ điều hòa ($p = j\omega$)

$$|H_{BF}|^2 = \left(\frac{1}{k_i}\right)^2 \frac{1}{1 + \omega^2[(\tau_i/k)^2 - 2(\tau_i T_i/k)] + \omega^4(\tau_i T_i/k)^2} \quad (7-7)$$

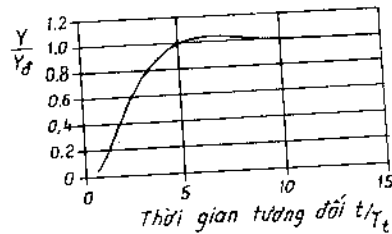
cần phải triệt tiêu thành phần ω^2 , điều đó dẫn đến

$$\tau_i = 2kT_i \quad (7-8)$$

Tần số cắt sẽ là:

$$\omega_{ci} = \frac{1}{\sqrt{2}T_i} \quad (7-9)$$

Hình 7.4 là đường cong đáp ứng đối với kích thích chuẩn. Ta nhận thấy cực được bù ngay, ta nhận được dáng điệu đáp ứng đơn điệu, nhanh chóng đến giá trị đặt.

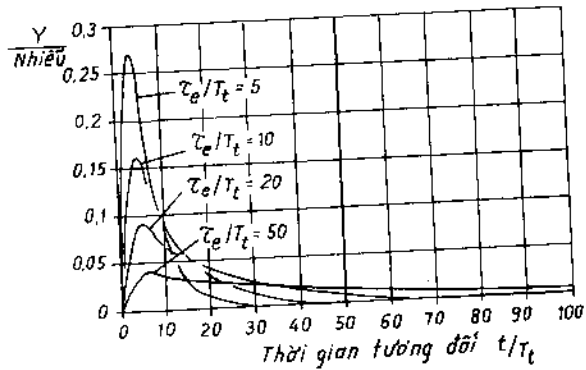


Hình 7.4. Bù các cực. Đáp ứng của hệ với kích thích chuẩn.

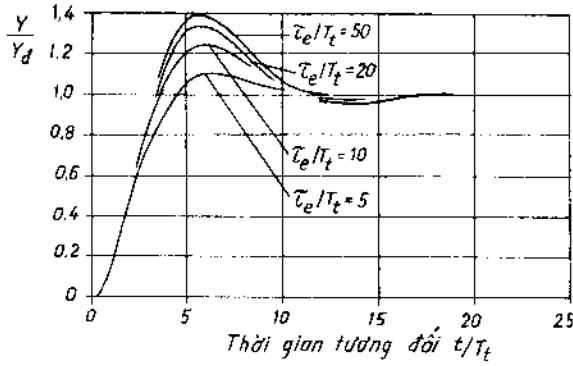
Hình 7.5 là đáp ứng của hệ đối với nhiễu. Ta nhận thấy đáp ứng của hệ có bù cực là tốt với kích thích là tín hiệu đặt nhưng đáp ứng chậm với nhiễu.

7.1.4 Đáp ứng tối ưu

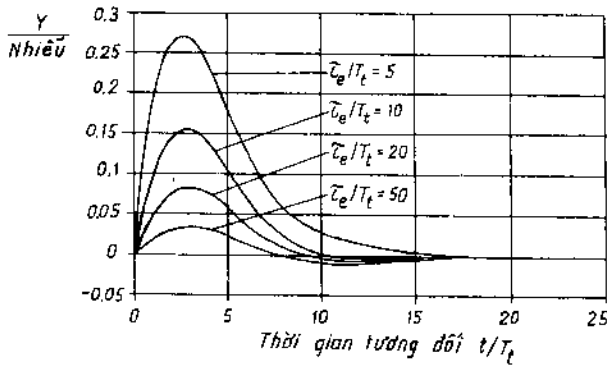
Phương pháp này có thể so sánh được với phương pháp trên, nhưng ta không thực hiện bù các cực mà thay cho bù cực bằng một thành phần sớm pha ở lân cận tần số cắt và



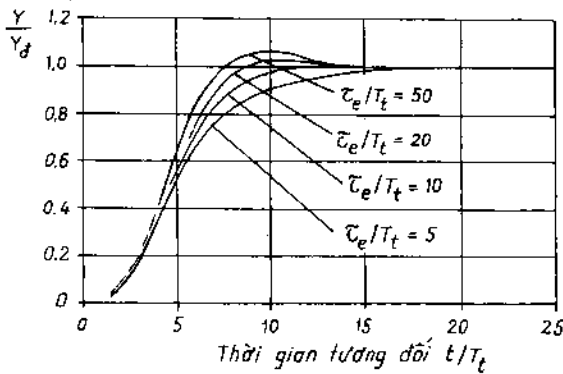
Hình 7.5. Bù các cực: đáp ứng theo nhiễu loạn.



Hình 7.6. Tối ưu của đối xứng: đáp ứng của một kích thích chuẩn.



Hình 7.7. Tối ưu đối xứng: đáp ứng theo nhiễu loạn.



Hình 7.8. Tối ưu đối xứng: đáp ứng của kích thích chuẩn, với môdel mẫu.

biểu thị cực của hệ bằng một khâu thuần tích phân.

Tương tự như mục 7.1.3 hàm truyền của hệ hở có biểu thức:

$$H_{BO}^*(p) = \frac{1 + \tau p}{\tau_i p} \frac{K}{1 + T_i p} \frac{1}{\tau_a p} \quad (7-10)$$

Bình phương môđun của mạch vòng kín có dạng:

$$|H_{BF}|^2 = \left(\frac{1}{k_i}\right)^2 \frac{1 + \tau^2 \omega^2}{D} \quad (7-11)$$

Với mẫu thức:

$$D = 1 + \omega^2 \left[\tau^2 - 2 \frac{\tau_c \tau_i}{K} \right] + \omega^4 \frac{\tau_c \tau_i}{K} \left(\frac{\tau_c \tau_i}{K} - 2\tau T_i \right) + \omega^6 \left(\frac{\tau_c \tau_i T_i}{K} \right)^2 \quad (7-12)$$

Ta nhận được đa thức Butterworth bằng cách loại bỏ các thành phần ứng với ω^2 và ω^4 . Lúc đó biểu thức của các thông số điều chỉnh sẽ là:

$$\begin{aligned} \tau &= 4 T_i \\ \tau_i &= 8K T_i^2 / \tau_c \end{aligned} \quad (7-13)$$

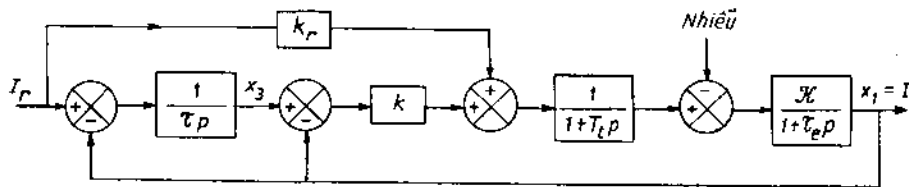
Tỷ số $\tau/T_i = 4$ thường được coi là tỷ số tối ưu. Trong thực tế điều chỉnh này được coi là quá nhanh: các cực bỏ qua bị kích thích và sẽ xuất hiện các dao động. Vì vậy dẫn đến phải chọn các giá trị lớn hơn để có hệ thống tuy chắc chắn chậm hơn nhưng có độ tắt nhanh hơn.

Các đường cong trên hình 7.6 và 7.7 cho ta các đáp ứng tốt (nhanh) với kích thích nhiễu loạn. Các đáp ứng điều chỉnh (theo kích thích mẫu) có độ quá điều chỉnh lớn do hiệu ứng zêrô của bộ điều chỉnh. Ta có thể loại trừ ảnh hưởng này bằng bộ lọc phần kích thích mẫu để bù zêrô cho bộ điều chỉnh, như kết quả các đường cong trên hình 7.8.

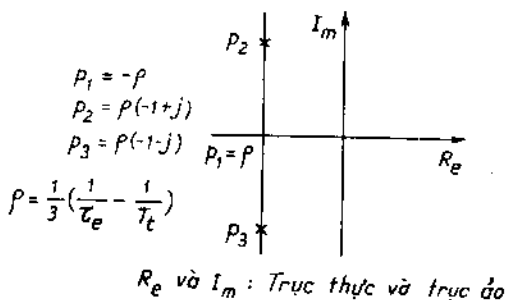
7.1.5 Sắp xếp các cực

Sơ đồ chức năng của phương pháp điều chỉnh có sắp xếp các cực được mô tả trên hình 7.9. Ở đây ta sử dụng bộ điều chỉnh tích phân - tỷ lệ với các thông số k và τ với hai mạch vòng không gây ra hiệu ứng zêrô và một vòng phía trước với thông số k_r cho phép điều chỉnh hiệu ứng zêrô của hàm truyền mạch vòng kín.

Ta nhận thấy rằng không thể đưa về trạng thái đầy đủ vì biến x_2 là biến ảo không đo được. Mô hình trạng thái của hệ thống theo mạch vòng kín có



Hình 7.9. Điều khiển với sự sắp xếp các cực: Sơ đồ chức năng với mô hình theo các giá trị trung bình.



Hình 7.10. Sắp xếp các cực đối với mạch vòng dòng điện.

dạng:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{V} \quad (7-14)$$

$$\dot{i} = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (7-15)$$

Với

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/\tau_e & K/\tau_e & 0 \\ -k/T_t & -1/T_t & k/T_t \\ -1/\tau & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -K/\tau_e \\ k_r/\tau_e & 0 \\ 1/\tau & 0 \end{bmatrix} \quad (7-16)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V} = [I_r]; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

\mathbf{C} là chuyển vị của \mathbf{C} .

Lưu ý rằng ta không bù được cực $p = -1/T_t$ bởi vì đó là gần đúng của một lần lấy mẫu. Các cực của hệ thống là các giá trị riêng của ma trận \mathbf{A} và

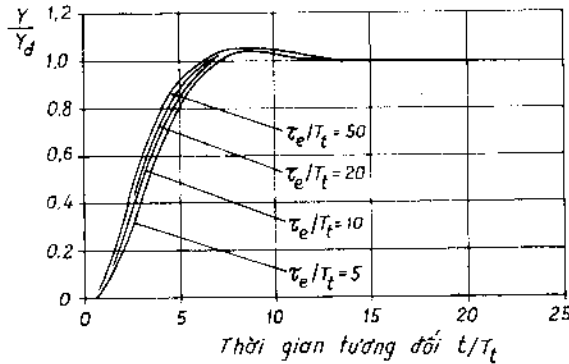
đa thức đặc trưng có biểu thức:

$$p^3 + p^2 \left[\frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{T_t} \right] + p \frac{1 + Kk}{T_t \tau_c} + \frac{Kk}{T_t \tau_c T} = 0 \quad (7-17)$$

Vì dựa về trạng thái không hoàn chỉnh ta không thể hiệu chỉnh 3 cực một cách tùy ý. Khảo sát phương trình đặc trưng của hệ ta thấy thành phần p^2 không được điều chỉnh. Thành phần này là một hằng số, nghĩa là tổng của 3 cực là hằng số và chỉ phụ thuộc vào chế độ động của mạch vòng hở:

$$p_1 + p_2 + p_3 = - \left(\frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{T_t} \right) \quad (7-18)$$

Để tối ưu hóa chế độ động của hệ ta bố trí 3 cực trong mặt phẳng phức có cùng đường thẳng đứng: một cực thực (âm) và một cặp cực phức liên hợp có cùng phần thực với cực thực. Ta chọn một độ tắt tương đối tối ưu để có đáp ứng với kích thích đơn vị tương đối thỏa mãn (độ quá điều chỉnh nhỏ hơn 5%);



Hình 7.11. Sắp xếp các cực: đáp ứng của hệ theo kích thích chuẩn.

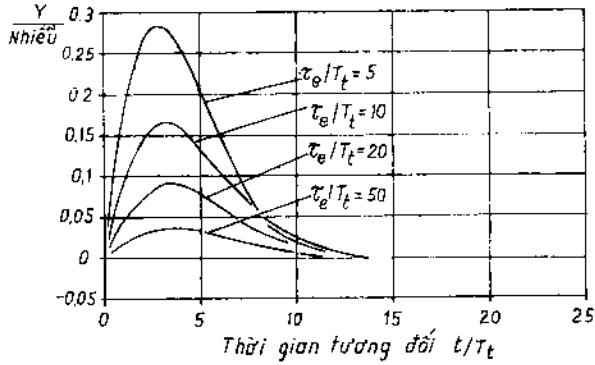
Đưa vào phương trình đặc trưng, để có được các cực mong muốn ta có các thông số điều chỉnh sau đây:

$$\left. \begin{aligned} p &= \frac{1}{3} \left[\frac{1}{\tau_c} + \frac{1}{T_t} \right] \\ k &= \frac{4p^2 \tau_c T_t - 1}{K} \end{aligned} \right\} \tau = \frac{kK}{2p^3 \tau_c T_t} \quad (7-19)$$

Các đường cong trên hình 7.10 và 7.12 biểu thị đáp ứng của hệ theo kích thích mẫu và theo nhiễu loạn. Ta nhận thấy ở trường hợp đầu tiên (hình 7.11) hệ có độ quá chỉnh nhỏ còn trong trường hợp thứ hai (hình 7.12) hệ có đáp ứng nhanh. Do vậy ta phối hợp được các ưu điểm của cả hai phương pháp.

7.2 ĐIỀU KHIỂN RỜI RẠC MẠCH VÒNG DÒNG ĐIỆN

Việc điều chỉnh rời rạc dựa trên mô hình lấy mẫu đã trình bày ở chương 2. Ta có thể nhận được các bộ điều chỉnh kinh điển (P.I hoặc P.I.D.) nhờ biến đổi theo w , chuyển từ biến z trong mặt phẳng giống như biến p của biến đổi Laplace. Để tiến hành ta đặt:



Hình 7.12. Sắp xếp các cực: đáp ứng của hệ theo kích thích nhiễu.

$$z = \exp(Tp) = \frac{1 + w}{1 - w} \quad (7-20)$$

$$\text{Ở chế độ điều hòa } w = j \tan(\omega T/2) \quad (7-21)$$

Ta có thể định nghĩa một tần số giả tưởng

$$u = \tan(\omega T/2) \quad (7-22)$$

Sử dụng biểu đồ Bode và tính toán điều chỉnh theo đặc tính tái ở chế độ điều hòa.

Ta cũng mong muốn sử dụng mô hình hoàn toàn rời rạc với các tiêu chuẩn dựa trên các giá trị của các biến ở thời điểm lấy mẫu. Để tiến hành ta sẽ sử dụng mô hình rời rạc của mạch vòng dòng điện theo các biến thiên nhỏ. Ta sẽ viết các phương trình theo z^{-1}

$$G(z) = \frac{\delta I(z)}{\delta V_a(z)} = \frac{\beta z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (7-23)$$

với $\beta = (K_c/L) \exp(-T/\tau_c) \exp(t_i/\tau_c)$
 và $\alpha = \exp(-T/\tau_c)$

Để xác định bộ điều chỉnh ta sẽ sử dụng các tính chất cơ bản của hệ rời rạc. Nếu gọi các z_i là m cực của hệ thống (nghiệm của đa thức đặc trưng mẫu thức của hàm truyền tổng quát theo z), giá trị tại thời điểm $t_n = nT$ được cho dưới dạng

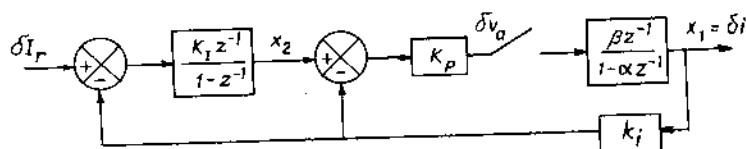
$$y(nT) = y(t_n) = \sum_i \lambda_i (z_i)^n + \mu \quad (7-24)$$

trong đó μ là nghiệm riêng phụ thuộc vào các lượng đầu vào và λ_i là các hằng số phụ thuộc vào điều kiện đầu.

Rõ ràng rằng đặc tính động của hệ thống phụ thuộc vào các môđun của z_i

- Nếu các môđun z_i là nhỏ thì nghiệm sẽ hội tụ nhanh đến chế độ xác lập. Nếu tất cả các cực bằng không hội tụ sẽ nhanh nhất.
- Nếu các môđun z_i lớn thì hội tụ sẽ chậm.
- Nếu ít nhất có một môđun của z_i lớn hơn 1, hệ sẽ phân kỳ. Vậy điều kiện ổn định của hệ là $|z_i| < 1$ với mọi i .

Mạch vòng dòng điện có bộ điều chỉnh kiểu P.I được biểu diễn trên hình 7.13.



Hình 7.13. Sơ đồ chức năng điều khiển số mạch vòng điện theo tín hiệu nhỏ.

Ta có thể biểu diễn mô hình của hệ dưới dạng phương trình trạng thái:

$$\mathbf{X}(n + 1) = \mathbf{A}\mathbf{X}(n) + \mathbf{B}\delta I_r \quad (7-25)$$

$$\delta i = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (7-26)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Với: } \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \alpha - \beta K_p k_i & \beta K_p \\ -K_i k_i & 1 \end{bmatrix} ; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_i \end{bmatrix} \\ \mathbf{X} &= \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} ; x_1 = \delta i ; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7-27)$$

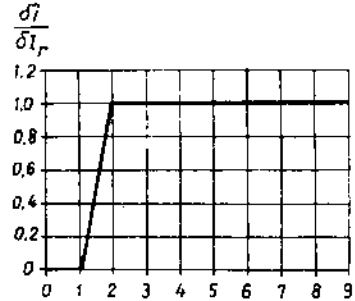
Các cực của hệ thống theo mạch vòng kín là các giá trị riêng của ma trận A. Chúng là các nghiệm của phương trình đặc trưng:

$$z^2 - z(1 + \alpha - \beta K_p k_i) + \alpha - \beta K_p k_i + \beta K_p K_i k_i = 0 \quad (7-28)$$

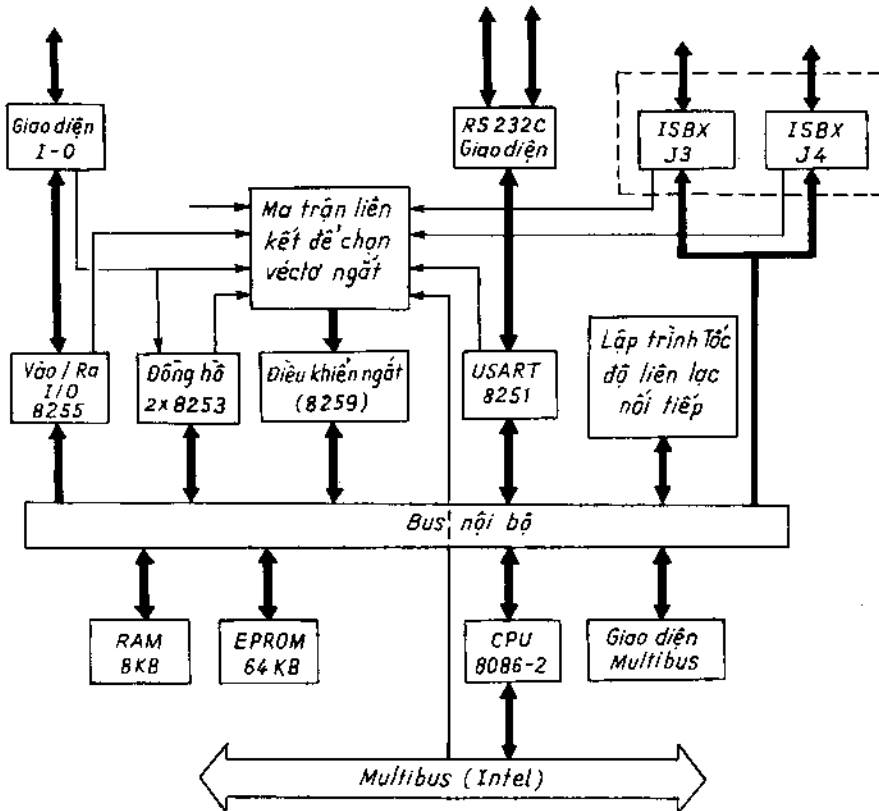
Ta có thể chọn hai hệ số khuếch đại K_p và K_i để áp đặt các cực theo ý

muốn, ví dụ hai cực bằng không để có đáp ứng bằng phẳng như hình 7.14. Trong trường hợp này căn hệ số của thành phần theo z và thành phần hằng số bằng không. Ta suy ra các giá trị của các thông số:

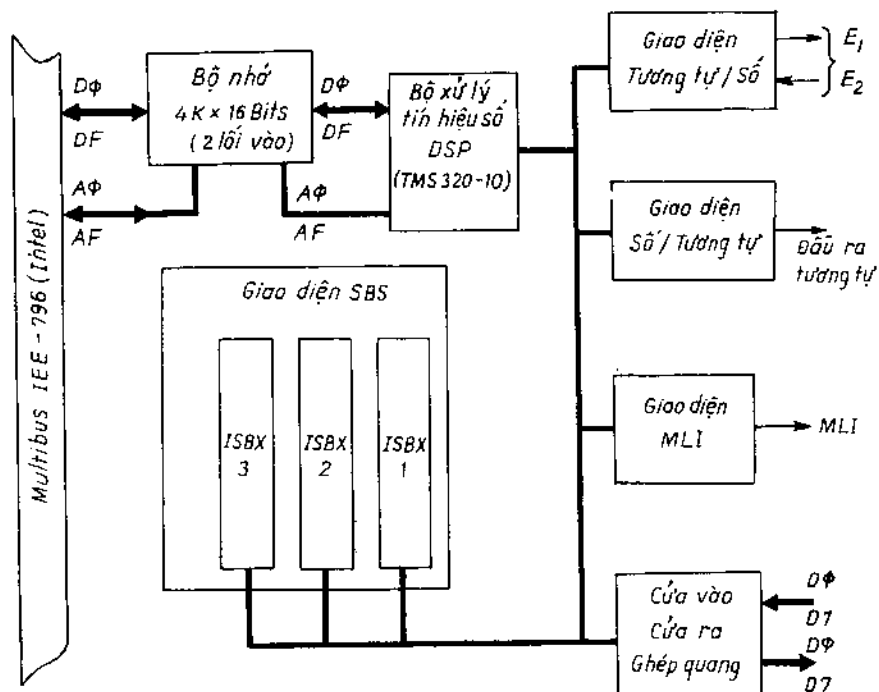
$$K_p = \frac{1 + \alpha}{\beta k_i} \quad \text{và} \quad K_I = \frac{1}{1 + \alpha} \quad (7-29)$$



Hình 7.14. Đáp ứng bằng phẳng.



Hình 7.15. Cấu trúc của card công nghiệp INTEL ISBC 8605.



Hình 7.16. Card công nghiệp Texas - Instruments TMS 320.

7.3 CHUYỂN TỪ ĐIỀU KHIỂN TƯƠNG TỰ SANG ĐIỀU KHIỂN SỐ TRỰC TIẾP

7.3.1 Đại cương

Trong các mục trên ta giả thiết rằng không có vấn đề xung khắc giữa việc lấy mẫu cơ cấu điều khiển và bộ biến đổi. Ta sẽ phân tích một số vấn đề khác nhau đặt ra khi mà thời gian tính toán của bộ vi xử lý không thể bỏ qua. Vì vậy ta sẽ xem xét các chiến lược khác nhau và minh họa chúng về mặt nguyên lý với điều khiển số động cơ một chiều (MCC) được cung cấp từ bộ băm.

Để minh họa một cách cụ thể trường hợp này ta đưa ra các kết quả thực nghiệm đối với bộ băm tần số tương đối thấp (1000 Hz hoặc thấp hơn) để các quá trình lấy mẫu, đo lường, tính toán có thể được coi là tức thời.

Điều khiển số được thực hiện bằng hai bộ xử lý gồm có:

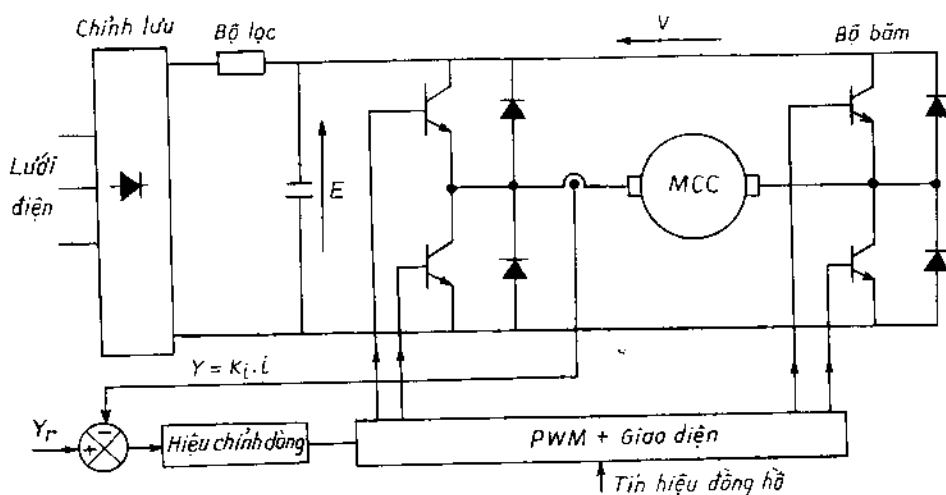
- Một card ISBC 8605 có cấu trúc trên hình 7.15, được xây dựng xung

quanh bộ vi xử lý 8086-02 của Intel, 16 bit, 8MHz có các thanh ghi 16 bit phân tích thành các thanh ghi 8 bit.

- Một card TMS 320 (hình 7.16) được xây dựng xung quanh bộ vi xử lý tín hiệu TMS 320-10, 32 bit (trong) và 16 bit (ngoài) tính toán rất nhanh (một phép nhân 16 x 16 bit được thực hiện trong 200 ns, so với 10 μ s của bộ vi xử lý 8086).

Các ký hiệu:

- CPU (Central Processing Unit) - Bộ xử lý trung tâm
- EPROM (Electrically Programmable Read Only Memory) Bộ nhớ chỉ đọc có thể lập trình bằng điện
- RAM (Random Access Memory) Bộ nhớ truy nhập ngẫu nhiên, bộ nhớ đọc và ghi được
- I/O Vào - Ra
- ISBX Bus giao diện
- USART bộ điều khiển liên lạc nối tiếp
- A ϕ , AF Các thanh ghi địa chỉ
- DSP (Digital Signal Processor) Bộ xử lý tín hiệu số, ở đây là TMS 320-10
- E1, E2 đầu vào và đầu ra logic (bảng lập trình)



Hình 7.17. Mạch động lực của điều khiển số động cơ điện một chiều được cung cấp bằng bộ băm.

Sử dụng bộ vi xử lý 16 bit cho phép thực hiện điều khiển chậm và bộ xử lý tín hiệu cho phép thực hiện điều khiển nhanh. Hình 7.18 là ví dụ giao diện giữa card của bộ vi xử lý ISBC 8605 và card công suất với ký hiệu:

MOS Metal Oxide Semiconductor

i_1, i_2 các trị số tương tự của đo dòng điện

N1, N2, N3 số đo các dòng điện

RC1, RC2, RC3 là tỷ số các chu kỳ

Ta đưa ra các chiến lược điều khiển khác nhau

- *Điều khiển kiểu tương tự*

Kiểu điều khiển này có thể tương đương với điều khiển số cực nhanh trong đó liên tục tiến hành đo, việc tính toán và hiển thị tiến hành tức thời

- *Điều khiển số suy ra từ điều khiển tương tự hoặc điều khiển lai*

Đó là điều khiển có thời gian tính toán rất ngắn so với chu kỳ của bộ biến đổi ở đó ta có thể dự kiến một chiến lược rất gần với điều khiển tương tự.

- *Điều khiển số trực tiếp không có thời gian trễ do tính toán.*

Các biến đo được không còn liên tục nữa và chỉ được đo trong một chu kỳ lấy mẫu. Việc tính toán điều khiển (nghĩa là xác định thời điểm chuyển mạch) cũng chỉ một lần trong một chu kỳ lấy mẫu. Tuy nhiên ta giả thiết máy tính đủ nhanh để có thể bỏ qua thời gian tính toán so với thời gian một chu kỳ. Thời gian này phải nhỏ hơn thời gian của một xung đập mạch của bộ chỉnh lưu khi bộ biến đổi là bộ chỉnh lưu tiristo hoặc nhỏ hơn tỷ số chu kỳ bé nhất của bộ băm, khi bộ biến đổi là bộ băm. Trong trường hợp này điều khiển được xác định với phép đo ở thời điểm t_n , có thể sử dụng trong chu kỳ $[t_n, t_{n+1}]$, không có thời gian trễ do thời gian tính toán.

- *Điều khiển số trực tiếp có thời gian trễ do tính toán*

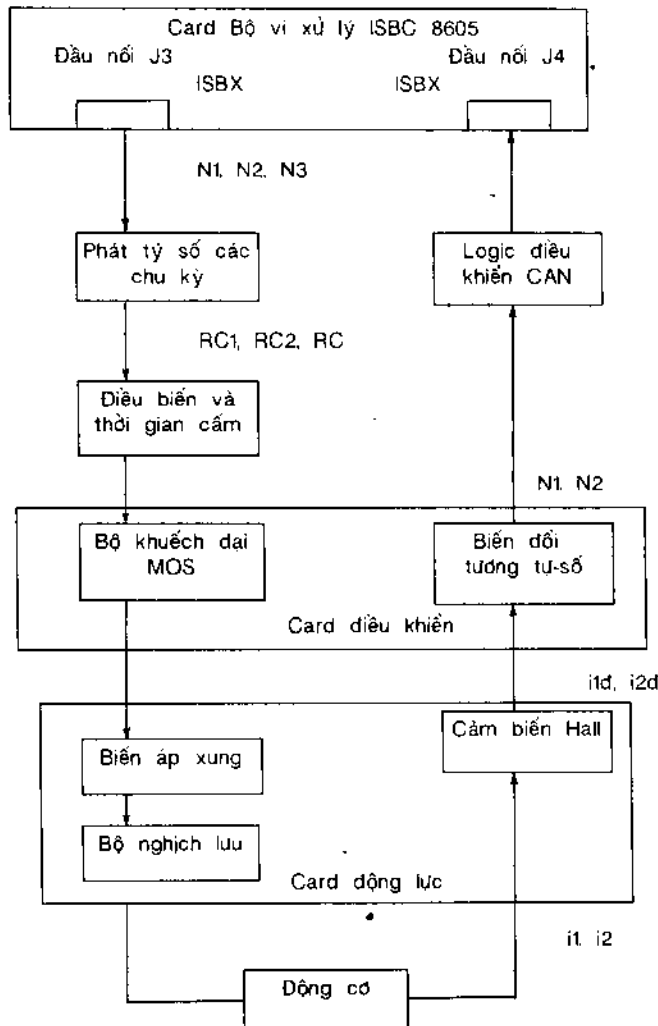
Việc tính toán điều khiển với các giá trị của các biến đo được ở thời điểm t_n không sẵn sàng trong chu kỳ $[t_n, t_{n+1}]$. Vấn đề đặt ra khá phức tạp và sẽ được nghiên cứu chi tiết ở các mục sau.

Nói chung ta cần phải phân biệt chu kỳ lấy mẫu đặt ra đối với máy tính ký hiệu là T và chu kỳ băm của bộ biến đổi ký hiệu là T_h .

Thực vậy, các chiến lược điều khiển và tính năng điều khiển rất khác nhau tùy theo các giá trị tương đối của T và T_h .

Nếu T nhỏ hơn T_h quá nhiều (trường hợp các bộ biến đổi tiristo) máy tính có thể mô phỏng điều khiển tương tự và chúng ta sẽ gọi là điều khiển lai.

Trường hợp lý tưởng với các bộ biến đổi hiện đại bằng tranzito có T so sánh được hoặc lớn hơn T_h cần phải có chiến lược điều khiển đặc biệt của điều khiển số truyền động điện.



Hình 7.18. Giao diện giữa bộ vi xử lý và card động lực.

7.3.2 Tóm tắt về điều khiển tương tự

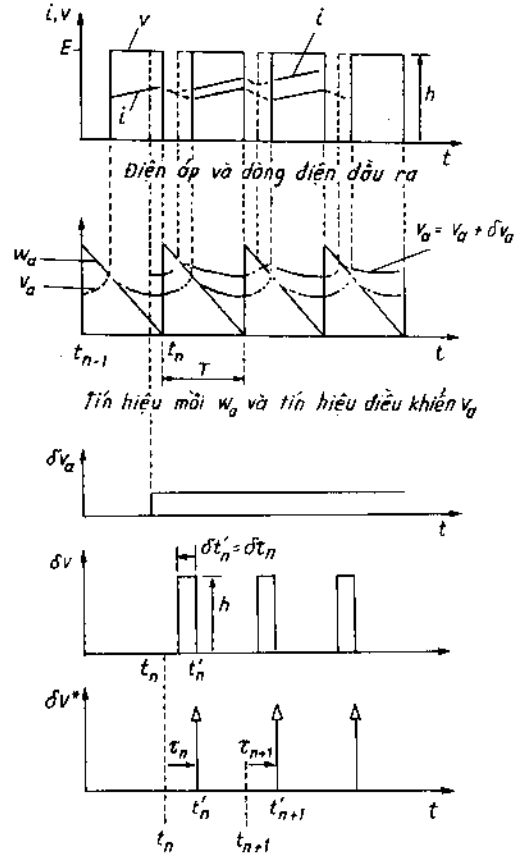
Một cách tự nhiên bộ biến đổi tĩnh là một bộ biến đổi gián đoạn bởi vì việc điều khiển chỉ được thực hiện tại thời điểm mỗi. Trong trường hợp điều khiển tương tự mạch mỗi thực hiện việc biến đổi tương tự - rời rạc, thời điểm lấy mẫu trùng với thời điểm mỗi.

Điều khiển tương tự có các ưu điểm là:

- Các biến được đo thường xuyên và liên tục
- điều khiển rất nhanh
- việc tổng hợp điều chỉnh với các tính năng trung bình, ta có thể bằng lòng với các mô hình gần đúng.

Ngược lại mô hình động chính xác của bộ biến đổi cho thấy đây là hệ thống phức tạp chứa các phần tử phi tuyến. Các nghiên cứu cho thấy đối với điều khiển tương tự chỉ nhận được kết quả tốt đối với các mô hình ứng với biến thiên nhỏ bằng tuyến tính hóa. Hình 7.19 cho thấy khi biến thiên điều khiển, sự biến thiên điện áp là một xung có chiều rộng $\delta t'_n = \delta \tau_n$ và biên độ h bằng sự gián đoạn điện áp ra ở thời điểm mỗi (với bộ băm $h = E$). Vì vậy mô hình theo biến thiên nhỏ của bộ biến đổi điều biến độ rộng xung (MLI) có thể được biểu diễn bằng bộ lấy mẫu xung (phát các xung Dirac) với hệ số khuếch đại K_c (hình 7.20).

K_c phụ thuộc phi tuyến theo điểm làm việc và dạng tín hiệu mỗi hình răng cưa:



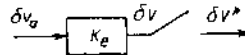
Hình 7.19. Điều khiển tương tự: dạng các tín hiệu.

$$w_a = w_{amax} \left[1 - \frac{t - t_n}{T} \right]$$

và điện áp điều khiển V_a phụ thuộc vào bộ điều chỉnh, đặc biệt phụ thuộc nhiều vào dạng sóng của V_a theo biểu thức:

$$\left. \begin{aligned} K_c &= \frac{h}{D} \\ D &= \left[\frac{dV_a}{dt} - \frac{dw_a}{dt} \right]_{t=t_n} \end{aligned} \right\} \quad (7.30)$$

Hình 7.21a và 7.21b là sơ đồ nguyên lý và sơ đồ tương đương của mạch vòng kín điều chỉnh dòng điện với tải R - L. Đặc biệt có thể viết các hàm truyền và suy ra phương trình đặc trưng, xác định các cực.



Hình 7.20. Bộ lấy mẫu xung tương đương.

Hệ số khuếch đại tương đương K_c phụ thuộc vào điểm làm việc. Thực tế xác định hệ số khuếch đại động bằng:

$$G_c = \frac{k_j K_e k_i}{L} \quad (7-31)$$

và đặt $k = \frac{k_j k_i}{L}$, k_i là hệ số khuếch đại của bộ cảm biến dòng điện, k_{a1} là hệ số khuếch đại tỷ lệ của bộ hiệu chỉnh

Hệ số khuếch đại G_c là biểu thức phi tuyến phụ thuộc vào điểm làm việc, vào k và τ_1 (hằng số thời gian thành phần tích phân của bộ hiệu chỉnh:

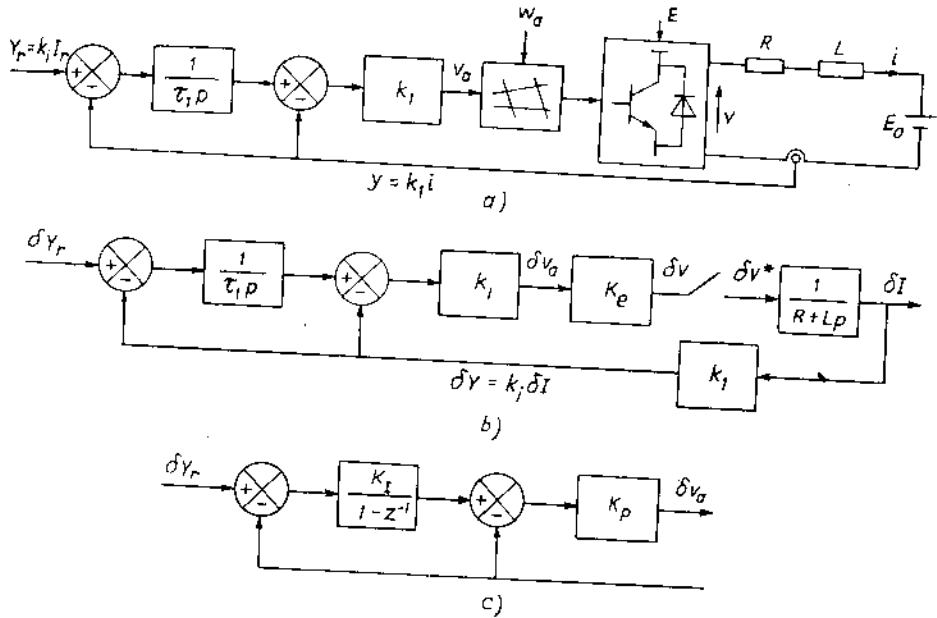
$$G_c = \frac{h}{\frac{\alpha_c}{k} + \frac{\beta_c}{\tau_1} + \gamma_a} \quad (7-32)$$

với
$$a_c = \frac{w_{amax}}{T}$$

$$\gamma_c = E_o + Ri(t'_\infty)$$

E_o là sức phản điện của động cơ và $\beta_c = 0$ (đối với bộ hiệu chỉnh tỷ lệ).

hoặc $\beta_c = L \left[\frac{Y_r}{k_i} - i(t'_\infty) \right]$ (đối với bộ hiệu chỉnh PI)



Hình 7.21. Điều khiển tương tự hoặc điều khiển lai.
 a) Sơ đồ nguyên lý; b) sơ đồ tương đương; c) Bộ hiệu chỉnh số cho điều khiển hỗn hợp.
 Trong các trường hợp này theo các hệ thống rời rạc, sử dụng biến đổi z, phương trình đặc trưng có biểu thức sau:

- Trường hợp bộ hiệu chỉnh tỷ lệ:

$$z - e_0(G_c - 1) = 0 \quad (7-33)$$

- Trường hợp bộ hiệu chỉnh P.I:

$$z^2 + (G_c[\tau_c/\tau_i + e_0(1 - \tau_c/\tau_i)] - (1 + e_0))z + e_0(1 - G_c) = 0 \quad (7-34)$$

với $e_0 = \exp(-T/\tau_c)$.

Một cách chất chệ hệ số G_c không giống nhau với hai bộ hiệu chỉnh bởi vì với một giá trị đặt điểm làm việc không giống nhau (có sai số tĩnh với bộ hiệu chỉnh P và không có sai số tĩnh với bộ hiệu chỉnh tích phân), và gọn sóng V_a cũng không giống nhau tuy chúng gần bằng nhau. Ta sử dụng phương trình này để xác định các giới hạn ổn định (cục bộ) và tính toán bộ hiệu chỉnh để có đáp ứng bằng phẳng.

Hệ số K_c của bộ lấy mẫu tương đương phụ thuộc vào điểm làm việc. Việc điều khiển có chất lượng cao cần phải dự kiến trước trường hợp bất lợi nhất, đó là trường hợp điều khiển tự thích nghi. Điều khiển này thực hiện bù các

thay đổi hệ số K_c bằng một hàm phi tuyến, hơi gần với điều khiển arccosinus với bộ chỉnh lưu và làm tuyến tính hóa bộ biến đổi theo các giá trị trung bình ở chế độ xác lập.

7.3.3 Điều khiển số được biến đổi từ điều khiển tương tự hoặc điều khiển lai

Có thể chuyển từ chiến lược điều khiển tương tự sang điều khiển số. Ở tần số cao nhất có thể được bộ vi xử lý thực hiện đo đạc, tính toán tín hiệu ra V_o . Giải pháp này được dự kiến để các bộ biến đổi đồng bộ với lưới (bộ chỉnh lưu hoặc nghịch lưu).

Thực vậy ở tần số công nghiệp cho phép sử dụng các thiết bị tiêu chuẩn. Ở đây ta sẽ áp dụng điều khiển này cho bộ băm hoạt động ở tần số thấp.

Hình 7.22 cho các tín hiệu mà bộ vi xử lý phải phát để tạo nên điều khiển kiểu tương tự. Rõ ràng rằng tần số lấy mẫu T và thời gian tính toán t_c phải nhỏ hơn chu kỳ băm T_b rất nhiều. Điều kiện này chỉ được thực hiện với bộ vi xử lý rất nhanh và bộ biến đổi tĩnh rất chậm.

Ta chấp nhận hàm truyền dẫn ra từ sơ đồ hình 7.21a, xác định các biến và thuật toán số thực hiện một cách gần đúng bộ hiệu chỉnh tương tự của hình 7.21b và 7.21c với

$$\left. \begin{aligned} K_p &= k_1 \\ K_i &= T/\tau_1 \end{aligned} \right\} \quad (7-35)$$

Vì tính chất phi tuyến của bộ biến đổi, hệ số khuếch đại động G_c của vòng điều chỉnh phụ thuộc phi tuyến vào k_c . Trường hợp đặc biệt k_c tiến tới vô cùng lớn G_c tiến tới một giá trị xác định.

Nếu mong muốn đáp ứng của bộ hiệu chỉnh bằng phẳng cần có $G_c = 1$ và $\tau_1 = \frac{1}{1-e_c}$ đối với trường hợp bộ hiệu chỉnh P.I. Khi ta sử dụng dạng số

điều này dẫn đến K_p lớn (trong trường hợp đặc biệt của chúng ta $K_p = 4$).

Ta nhận thấy các tính chất sau đây:

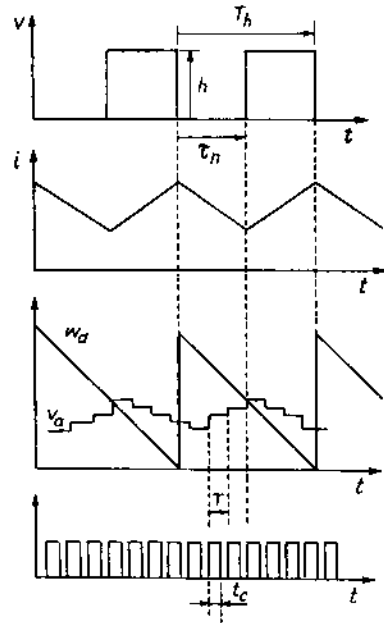
- Do biểu thức của hệ số khuếch đại động làm hệ hơi nhạy với nhiều các thông số và các cực lựa chọn (0 trong trường hợp đáp ứng bằng phẳng) bị thay đổi một chút do ảnh hưởng của sai lệch. Đó là ưu điểm so với điều khiển thuần số mà ta vừa xét ở mục trên.

- Tiếc rằng vì các hệ số khuếch đại lớn nên các phép tính với số nguyên

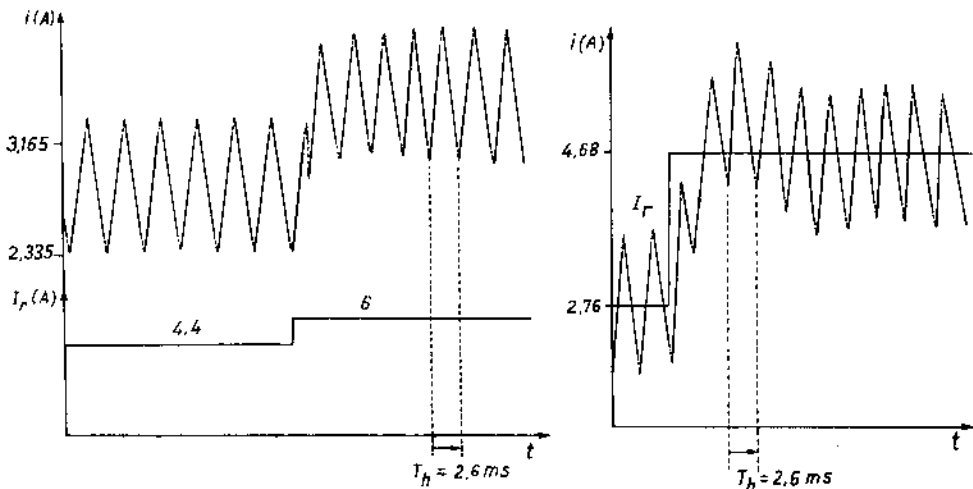
dẫn đến các giá trị quá lớn trong các thanh ghi và thường làm chúng bị bão hòa, điều đó dẫn đến sự suy giảm các tính năng trong quá trình quá độ.

Hình 7.23a là đáp ứng nhận được bằng thực nghiệm trong trường hợp bộ hiệu chỉnh tỷ lệ P. Trường hợp bộ hiệu chỉnh PI ảnh hưởng bão hòa không cho phép nhận được đáp ứng bằng phẳng. Kết quả thực nghiệm trên hình 7.23b là sự dung hòa giữa đáp ứng và khả năng tính toán.

Trong thực tế với card ISBC (hình 7.15) thời gian tính toán t_c là $64 \mu s$ (P) và $90 \mu s$ (P.I.). Đối với card TMS (hình 7.16) thời gian tính toán là $47 \mu s$ (P) và $67 \mu s$ (P.I.). Để cho t_c và T (ở đây là $120 \mu s$) không đáng kể so với T_h ta sẽ giới hạn tần số băm đến 1 kHz. Chiến lược điều khiển này phù hợp với điều khiển số bộ chỉnh lưu hoặc nghịch lưu tiristo đồng bộ với lưới, cung cấp cho động cơ điện một chiều.



Hình 7.22. Điều khiển lai:
Dạng các tín hiệu.



Hình 7.23. Điều khiển lai: Các kết quả thực nghiệm.

a) Bộ hiệu chỉnh tỷ lệ ($K_p = 4$); b) Bộ hiệu chỉnh tích phân - tỷ lệ ($K_p = 2, K_i = 0,25$).

7.3.4 Điều khiển số trực tiếp

Trước hết ta sẽ sử dụng được tốt hơn các tính chất của bộ biến đổi và cơ cấu điều khiển số khi đưa ra một chiến lược điều khiển thuần túy số và đồng bộ hóa điều khiển bộ biến đổi ($T = T_n$ hoặc bội số của T_n). Trong một chu kỳ ta phải thực hiện các công việc sau đây:

- Mỗi thời điểm lấy mẫu, ký hiệu là t_n chỉ đo một lần biến điều chỉnh. Chu kỳ lấy mẫu là T , ta có $t_{n+1} = t_n + T$.

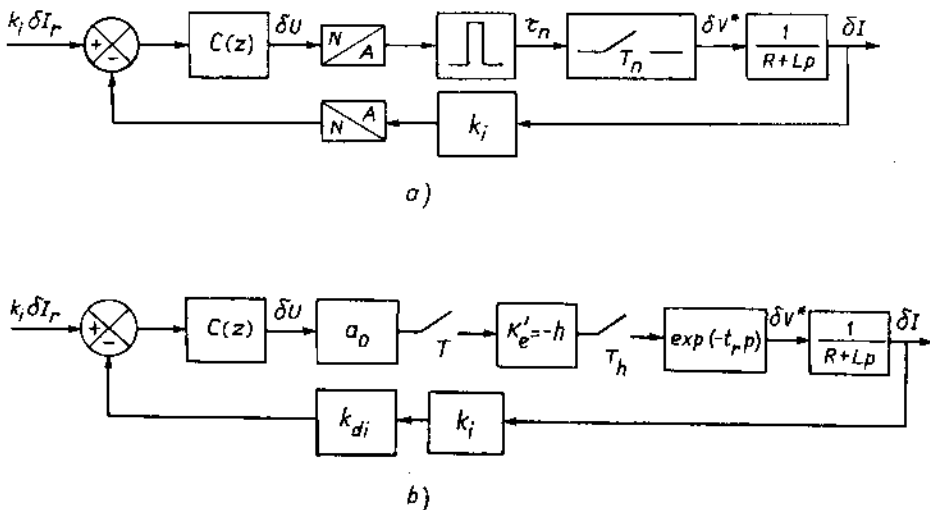
- Ta chỉ tính một lần biến điều khiển (thời gian dẫn của bộ băm τ_n hoặc thời điểm chuyển mạch t'_n).

Cần giảm thiểu số phép tính, như vậy ta có thể hoặc điều khiển bộ biến đổi tần số cao hoặc sử dụng thời gian cần thiết cho các nhiệm vụ chủ yếu, nhưng cần phải tiến hành:

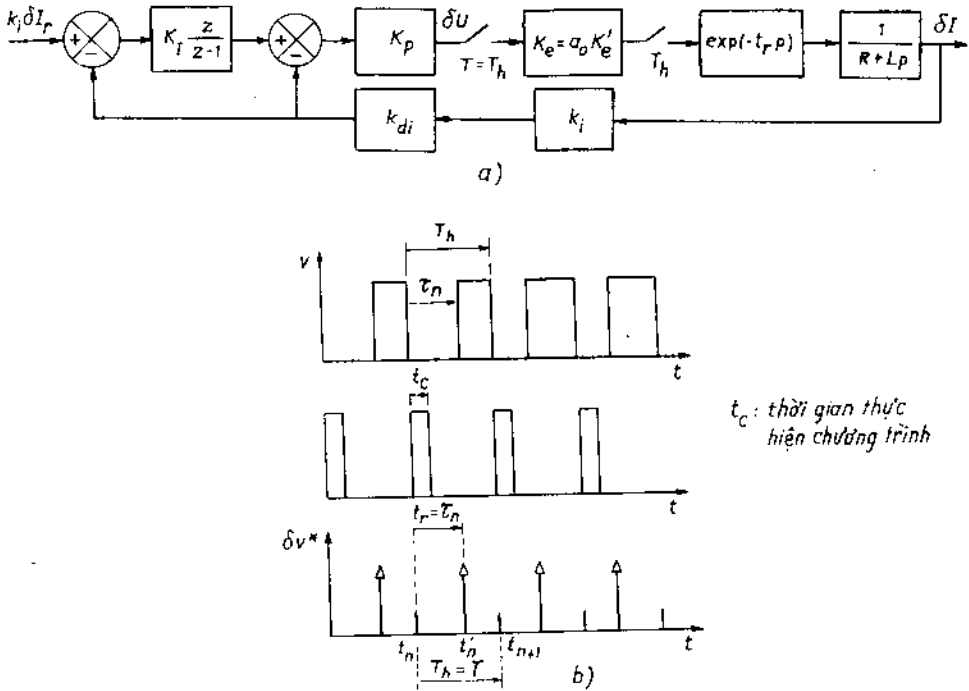
- Giải quyết các vấn đề chọn cấu trúc và chiến lược điều khiển không kinh điển.

- Sử dụng các mô hình thuần túy rời rạc để tính toán bộ hiệu chỉnh

Các hình từ 7.24 đến 7.27 là các sơ đồ tương đương suy từ cấu trúc thực tế, từ cấu trúc logic và từ các tín hiệu. Hình 7.24a là sơ đồ nguyên lý còn hình 7.24b là sơ đồ tương đương tổng quát.



Hình 7.24. Điều khiển số trực tiếp: a) Sơ đồ nguyên lý; b) Sơ đồ tương đương tổng quát.

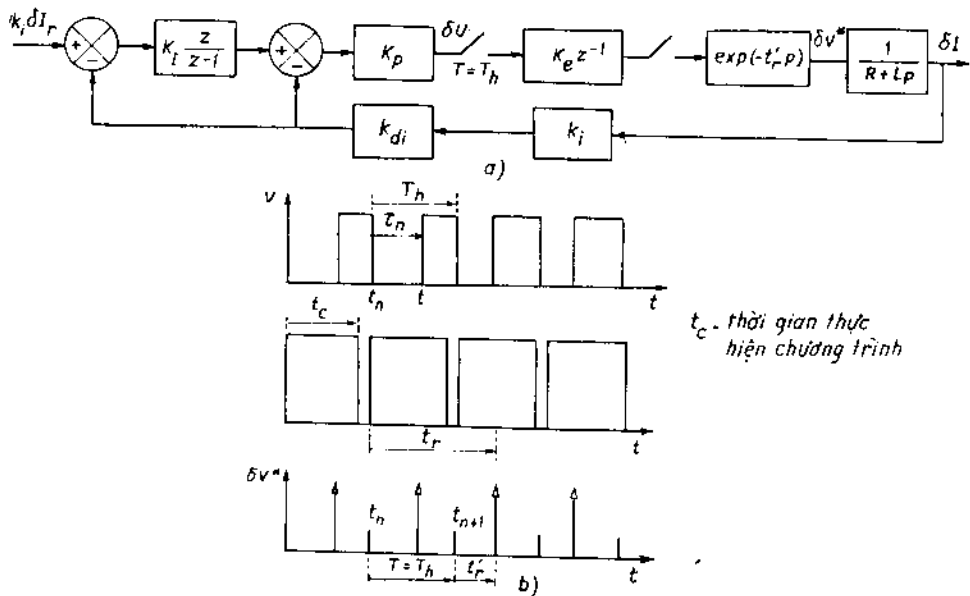


Hình 7.25. Điều khiển số trực tiếp: trường hợp bỏ qua thời gian tính toán.
 a) Sơ đồ tương đương; b) Biểu đồ thời gian.

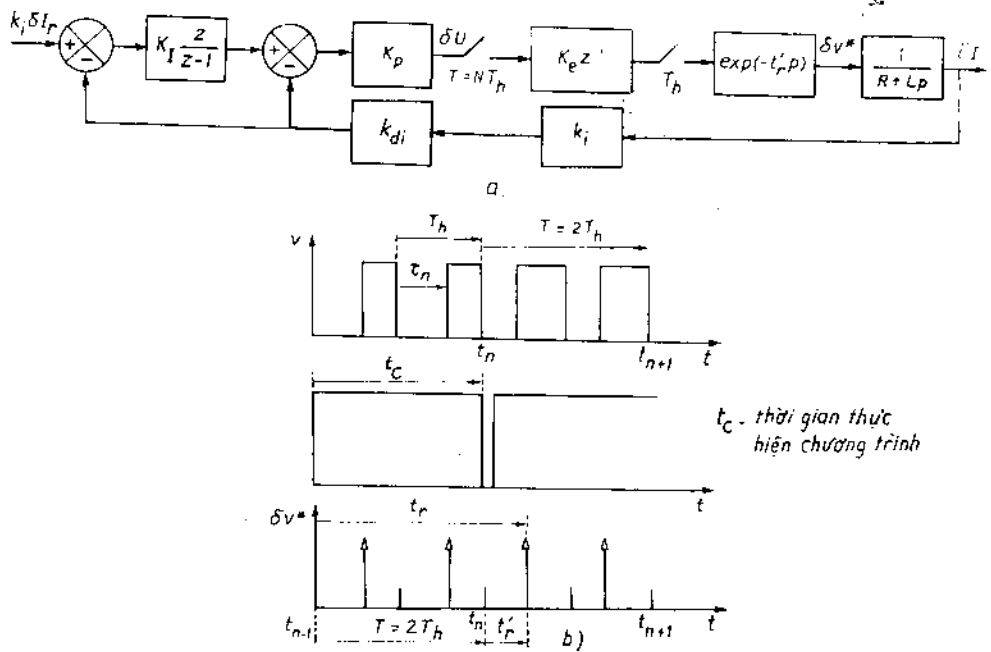
Các hình từ 7.25 đến 7.27 cho các đặc điểm các trường hợp khác nhau thường gặp. Hệ số a_0 là hệ số chuyển đổi (biến đổi tín hiệu ra ký hiệu là u hoặc V_{II} của bộ hiệu chỉnh có trễ τ_{II}). Hệ số k_{di} là hệ số khuếch đại của bộ đối tượng tự - số khi đo tốc độ, bộ cảm biến có hệ số k_i .

Tiếp theo ta sẽ giả thiết rằng bộ hiệu chỉnh kiểu P.I có hệ số K_p và K_I . Trong trường hợp tổng quát ta cần phân biệt chu kỳ lấy mẫu T do bộ vi xử lý quyết định và chu kỳ bám của bộ biến đổi ký hiệu là T_{II} . Trong trường hợp điều khiển tương tự chu kỳ lấy mẫu chỉ do bộ biến đổi quyết định, như vậy $T = T_{\text{II}}$, trong khi đó đối với điều khiển số chúng khác nhau.

- Nếu tần số của bộ bám thấp việc tính toán (thời gian tính t_c) có thể được xem là tức thời, như biểu đồ thời gian cho trên hình 7.25b. Đối với sơ đồ tương đương, hình 7.25a ta phân biệt thời gian trễ t_r , trong trường hợp này là τ_n . Việc có trễ trong vòng trực tiếp là đặc điểm chính của điều khiển số bộ biến đổi.



Hình 7.26. Điều khiển số trực tiếp: trường hợp thời gian tính toán có độ trễ bằng một chu kỳ: a) Sơ đồ tương đương; b) Biểu đồ thời gian.



Hình 7.27 Điều khiển số trực tiếp: trường hợp thời gian tính toán có độ trễ lớn hơn một chu kỳ.

a) Sơ đồ tương đương; b) Biểu đồ thời gian.

Ta biết rằng trễ luôn gây ra ảnh hưởng xấu (ví dụ mất ổn định). Ưu điểm của điều khiển tương tự hoặc điều khiển lai là không tạo nên trễ.

- Nếu tần số bầm cao thì thời gian tính toán có thể quá dài để điều khiển có thể được ứng dụng trong chu kỳ. Ít nhất cũng có trễ một chu kỳ như biểu đồ hình 7.26b cho thấy. Sơ đồ tương đương là sơ đồ hình 7.26a, trong đó ta phân biệt trễ t'_r như trường hợp trước. Trễ một chu kỳ được biểu diễn bằng thành phần z^{-1} với hệ số biến đổi hoặc K_e .

- Nếu thời gian trễ lớn hơn một chu kỳ, không thể giữ chu kỳ lấy mẫu T bằng chu kỳ bộ bầm T_h nữa. Ta chọn $T = NT_h$ sao cho trễ do thời gian tính toán

$$t_r = T + t'_r$$

với $t'_r < T$

Trong trường hợp này sơ đồ tương đương được cho trên hình 7.27a.

Đặc tính động phụ thuộc đồng thời vào chất lượng các thuật toán điều chỉnh và chu kỳ lấy mẫu. Ví dụ đáp ứng bằng phẳng trong hai chu kỳ T sẽ không giống nhau tùy theo $T = T_h$ hoặc $T = 2T_h$.

7.3.5 Mô hình rời rạc

Theo tinh thần dao động nhỏ sơ đồ tương đương cấp nguồn cho một tải R-L được điều khiển số, ta định nghĩa hệ số khuếch đại $K'_c = -h$ và bộ lấy mẫu. Trường hợp có trễ do thời gian tính toán cần phải đưa vào thành phần z^{-1} . Ta đặt

$$K_c = K'_c \cdot a_0$$

a) Trường hợp không trễ:

- Hàm truyền mạch vòng hở là:

$$\begin{aligned} \frac{\delta I(z)}{\delta U(z)} = G(z) &= \frac{K_c}{L} \frac{\exp(T/\tau_c) \exp(t_r/\tau_c)}{z - \exp(-T/\tau_c)} \\ &= \frac{K_c}{L} \frac{(e_0/e_1)z^{-1}}{1 - e_0z^{-1}} \end{aligned} \quad (7.36)$$

với $e_0 = \exp(-T/\tau_c)$ và $e_1 = \exp(-t_r/\tau_c)$.

- Hàm truyền mạch vòng kín:

$$\frac{\delta I(z)}{\delta I_{ref}} = \frac{K_2 z}{z^2 - [1 + e_0 - (K_1 + K_2)]z + (e_0 - K_1)}$$

$$\text{với } K_1 = \frac{K_c e_0 k_i k_{dl} K_p}{L e_1} \quad (7-37)$$

$$\text{và } K_2 = K_1 K_1.$$

Ta nhận thấy hệ số khuếch đại tĩnh (nhận được khi đặt $z = 1$) bằng 1 và không có sai lệch ở chế độ xác lập $I_\infty = I_r$ (giá trị đặt). Có hai cực và hai thông số điều chỉnh do vậy ta có thể bố trí các cực mong muốn.

b) Trường hợp có trễ

- Hàm truyền của mạch vòng hở là:

$$\begin{aligned} \frac{\delta I(z)}{\delta U(z)} = G(z) &= \frac{K_c}{L} \frac{1}{z} \frac{\exp(-T/\tau_c) \exp(t_r/\tau_c)}{z - \exp(-T/\tau_c)} \\ &= \frac{K_c}{L} \frac{(e_0/e_1)z^{-2}}{1 - e_0 z^{-1}} \end{aligned} \quad (7-38)$$

Hàm truyền của mạch vòng kín là

$$\frac{\delta I(z)}{\delta I_r} = \frac{K_2 z}{z^3 - (1 + e_0)z^2 + (e_0 + K_1 + K_2)z - K_1} \quad (7-39)$$

Hệ số khuếch đại tĩnh luôn bằng 1, nhưng bây giờ hệ thống là bậc 3 và ta không thể bố trí các cực tùy ý được nữa.

7.3.6 So sánh các tính năng điều khiển số

Các tính năng rất khác nhau tùy theo có hoặc không có thời gian trễ tính toán. Điều khiển số với bộ hiệu chỉnh kiểu P.I. trên hình 7.28 so sánh quỹ tích các cực trong trường hợp không có trễ (hình a) với trường hợp có trễ (hình b).

Trường hợp không có thời gian trễ tính toán ta có thể sắp xếp các cực tùy ý, ví dụ ở gốc tọa độ. Như vậy về lý thuyết có thể đạt được đáp ứng bằng phẳng với điều chỉnh

$$K_1 = e_0, \text{ và } K_2 = 1 \quad (7-40)$$

Tuy nhiên có các nhận xét:

- So với điều khiển lai, các hệ số khuếch đại nhỏ hơn và không có vấn đề bão hòa các thanh ghi.

- Mô hình động chứng tỏ hệ số khuếch đại động tỷ lệ thuận với hệ số khuếch đại của bộ hiệu chỉnh. Trong thực tế ta thấy vị trí của các cực rất

nhạy với các hệ số khuếch đại của bộ hiệu chỉnh, do đó ta có thể giả thiết rằng sai lệch và các sai số có cùng ảnh hưởng. Hình 7.29a là ví dụ đáp ứng gần bằng phẳng.

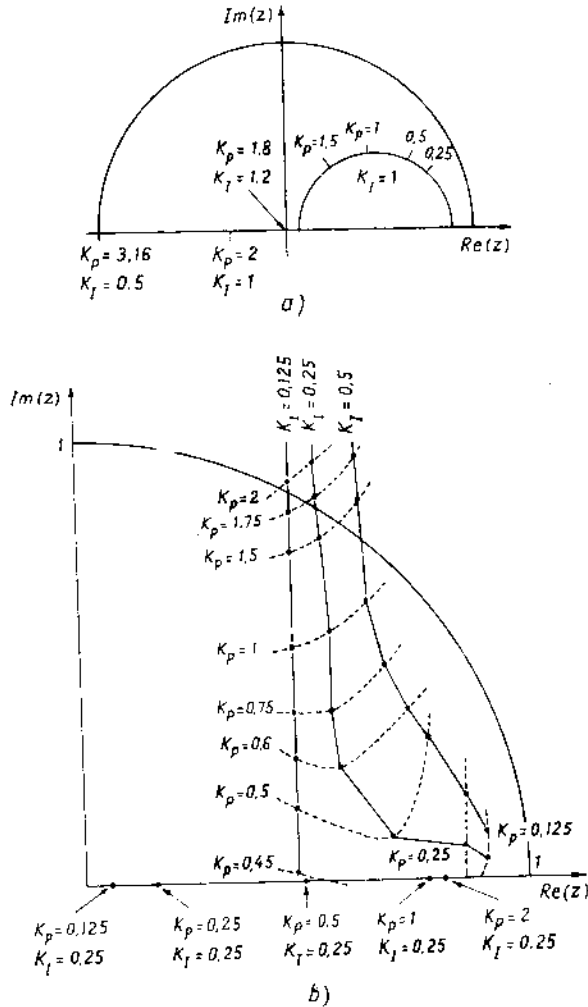
Thời gian tính toán t_c với thuật toán này là $85 \mu s$ (card ISBC) hoặc $63 \mu s$ (card TMS) cần bổ xung thêm thời gian chuyển đổi: $6 \mu s$ (CAN) và $3 \mu s$ (CNA). Để có thể bỏ qua thời gian tính toán so với chu kỳ biam (trường hợp hình 7.29) cần phải giới hạn tần số biam là 1 kHz (là giới hạn của điều khiển lai).

Khi có thời gian trễ tính toán đặc tính động không có cùng một tính năng nội tại.

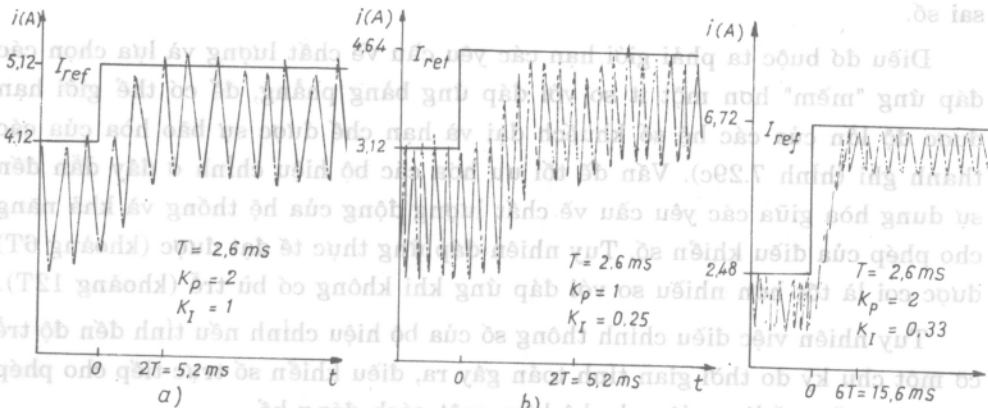
Hình 7.28b cho thấy các cực bố trí không lý tưởng lắm: có môđun lớn, do đó thời gian đáp ứng lớn và có dao động.

Hình 7.29b là ví dụ đáp ứng với bộ hiệu chỉnh lựa chọn để có độ quá chỉnh nhỏ (hệ số khuếch đại không lớn). Ta được đáp ứng rất dài (cỡ 12T).

Để cải thiện đặc tính động ta có thể dùng nhiều nhất chiến lược điều khiển khác nhau. Ở đây ta trình bày một cấu trúc P.I.R. dùng để bù trễ. Trên hình 7.30 hàm truyền bù là H_c . Hệ thống có phương trình đặc trưng bậc hai (mạch vòng dòng điện và bộ hiệu chỉnh P.I.) sẽ có đáp ứng lý thuyết sau 3 chu kỳ.

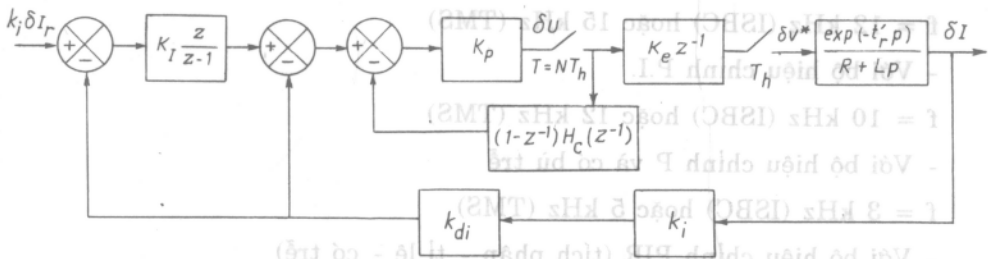


Hình 7.28. Điều khiển số trực tiếp kiểu PI.
a) Không trễ; b) Có trễ (1 cực thực + 2 cực phức liên hợp).



Hình 7-29. Điều khiển số trực tiếp kiểu IP: các đáp ứng.

a) Không có trễ; b) Có trễ không được bù; c) Có trễ được bù.



Hình 7-30. Điều khiển số trực tiếp có sử dụng bộ hiệu chỉnh kiểu P.I.

Trong thực tế ta thường phải lập trình tính toán rất dài so với thuật toán kinh điển và dẫn đến thời gian tính rất lớn ($290 \mu s$ với card ISBC và $175 \mu s$ với card TMS cho bộ hiệu chỉnh P, và $400 \mu s$ với card ISBC hoặc $260 \mu s$ với card TMS cho bộ hiệu chỉnh P.I).

Ngoài ra ta còn gặp các khó khăn đặc biệt gây ra do độ nhạy rất cao của phép tính toán, nhất là không được làm tròn hệ số bởi sợ rằng các cực vị đó sẽ tự dịch chuyển rất nhanh. Nếu các phép tính được thực hiện ở mức độ chấp nhận được trong trường hợp bộ hiệu chỉnh P nhưng dẫn đến rối loạn nghiêm trọng trong trường hợp bộ hiệu chỉnh kiểu P.I: các hệ số khuếch đại rất lớn, các phép tính rất nhiều, có thể xảy ra hiện tượng các thanh ghi và khó đạt được đáp ứng bằng phẳng. Hơn nữa thuật toán này lại rất nhạy với

sai số.

Điều đó buộc ta phải giới hạn các yêu cầu về chất lượng và lựa chọn các đáp ứng "mềm" hơn một ít so với đáp ứng bằng phẳng, để có thể giới hạn được độ lớn của các hệ số khuếch đại và hạn chế được sự bão hòa của các thanh ghi (hình 7.29c). Vấn đề tối ưu hóa các bộ hiệu chỉnh ở đây dẫn đến sự dung hòa giữa các yêu cầu về chất lượng động của hệ thống và khả năng cho phép của điều khiển số. Tuy nhiên đáp ứng thực tế đạt được (khoảng 6T) được coi là tốt hơn nhiều so với đáp ứng khi không có bù trễ (khoảng 12T).

Tuy nhiên việc điều chỉnh thông số của bộ hiệu chỉnh nếu tính đến độ trễ cỡ một chu kỳ do thời gian tính toán gây ra, điều khiển số trực tiếp cho phép nâng cao tần số làm việc của bộ bảm một cách đáng kể.

Ở tần số = 1kHz, khi cần thời gian tính toán $t_n \ll T$, ta nêu ra một số thông tin thực tế:

- Với bộ hiệu chỉnh P

$f = 12 \text{ kHz (ISBC)}$ hoặc 15 kHz (TMS)

- Với bộ hiệu chỉnh P.I.

$f = 10 \text{ kHz (ISBC)}$ hoặc 12 kHz (TMS)

- Với bộ hiệu chỉnh P và có bù trễ

$f = 3 \text{ kHz (ISBC)}$ hoặc 5 kHz (TMS)

- Với bộ hiệu chỉnh PIR (tích phân - tỉ lệ - có trễ)

$f = 2,5 \text{ kHz (ISBC)}$ hoặc 4 kHz (TM) .

7.4 CHỌN CHIẾN LƯỢC ĐIỀU KHIỂN TRONG TRƯỜNG HỢP BỘ CHỈNH LƯU TIRISTO

7.4.1 Cấu trúc và tuần tự điều khiển

Điều khiển tương tự các bộ biến đổi tiristo thể hiện đặc tính điều khiển liên tục: thời điểm điều khiển (phát xung môi) trùng với thời điểm lấy mẫu và không có trễ, với các ưu điểm của kiểu điều khiển này. Hơn nữa ở đây có sự lựa chọn tự động đôi tiristo cần phải dẫn.

Trong trường hợp điều khiển số, không thể lựa chọn ngay lập tức chiến lược điều khiển. Với tần số lấy mẫu cao (so với lưới) ta có thể thiết lập một tín hiệu điều khiển giống như tín hiệu điều khiển tương tự (đó là chiến lược điều khiển lai như đã trình bày ở mục 7.3) nhưng tốt nhất là chọn điều khiển

trực tiếp. Tuy nhiên trong trường hợp này, như hình 7.31 có những khó khăn riêng và cần các giải pháp thỏa đáng.

Giả thiết ta chọn thời điểm lấy mẫu là thời điểm mỗi tự nhiên (hình 7.31a). Ở thời điểm này ta tiến hành đo đạc và tính toán một biến (ví dụ ký hiệu v_a giống như điều khiển tương tự). Biến số này sẽ xác định thời điểm mỗi (ví dụ một con số nạp trong bộ đếm, nó tiến hành đếm ngược và phát lệnh mỗi khi tiến đến không).

Nếu ta ký hiệu ψ là góc mỗi ta nhận thấy có sự trễ giữa thời điểm lấy mẫu t_n và thời điểm mỗi t'_n giống như trường hợp đối với bộ băm

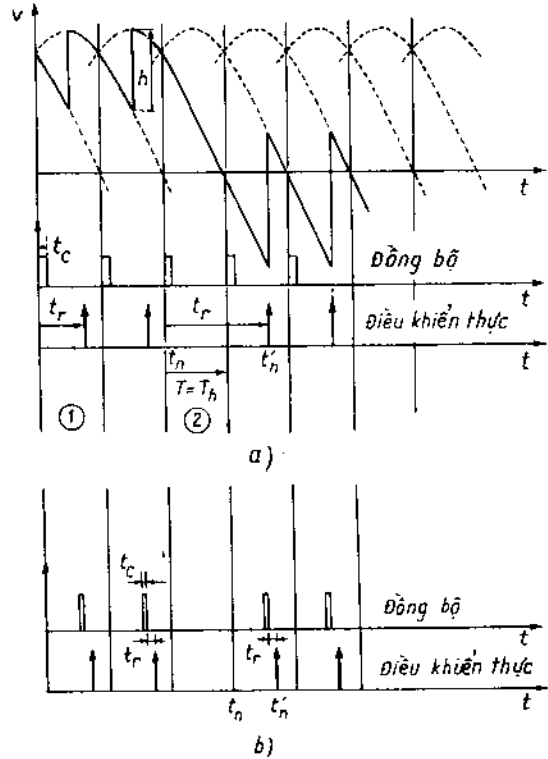
$$t_r = t'_n - t_n = \psi/\omega \quad (7-38)$$

Mặt khác trong trường hợp bộ biến đổi nhiều pha, tại một thời điểm đã cho có thể điều khiển nhiều đôi tiristo. Nếu ta

theo một chiến lược gần với điều khiển tương tự thì sẽ thấy độ trễ bằng độ trễ mỗi xung và có thể lớn hơn chu kỳ lấy mẫu (nếu $\psi > \pi/3$). Do vậy ta sẽ áp đặt một điều khiển được tính toán với các giá trị cũ. Vì vậy độ trễ này sẽ rất lớn, có thể không chấp nhận được và đặc tính động của hệ thống sẽ xấu hơn điều khiển tương tự ngoại trừ tính phức tạp của điều khiển.

- Có một giải pháp là thay đổi thời điểm mỗi của các tiristo theo góc mở yêu cầu.

Có nhiều mô hình khác nhau để thực hiện ý tưởng này. Hình 7.31b là một trong số đó, trong đó ta thay đổi sự đồng bộ điều khiển so với điện áp lưới.



Hình 7.31. Điều khiển số trực tiếp bộ biến đổi tiristo. Nguyên lý các chiến lược điều khiển.

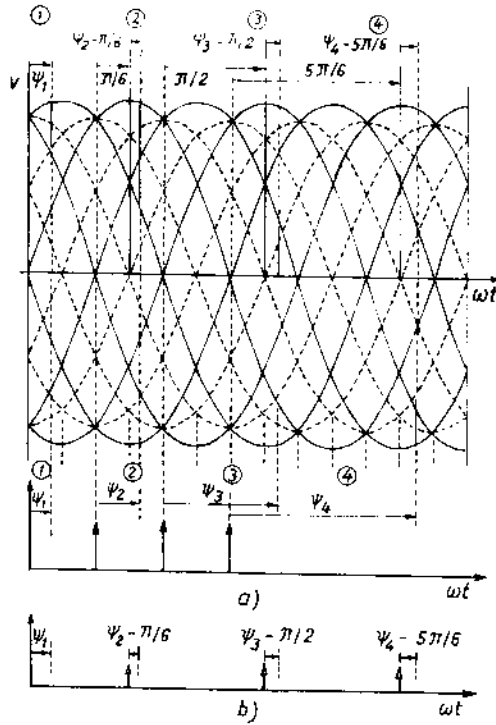
- a) chiến lược với độ trễ t_r lớn hơn T ;
- b) chiến lược với $t_r \leq T$
 - 1- Trường hợp $t_r < T$
 - 2- Trường hợp $t_r = T$.

Hình 7.32 nêu ra một chiến lược gồm 4 cấu trúc ứng với định nghĩa kinh điển của góc mỗi cho bốn trường hợp:

1. $0 \leq \psi' < \pi/6$
2. $\pi/6 \leq \psi' < \pi/2$
3. $\pi/2 \leq \psi' < 5\pi/6$
4. $5\pi/6 \leq \psi' < \pi$

Việc lựa chọn các khoảng thời gian cũng được đặt ra để có thể giảm thiểu sự thay đổi hệ số khuếch đại của các bộ hiệu chỉnh đã tối ưu hóa khi điểm làm việc thay đổi (xem hình 7.36).

Với chiến lược điều khiển này độ trễ điều khiển luôn luôn nhỏ hơn một chu kỳ, với các thuật toán cấu trúc đơn giản (ví dụ P.I.) ta có thể làm tối ưu đáp ứng điều chỉnh (ví dụ đáp ứng bâng phẳng).



Hình 7-32. Điều khiển số trực tiếp bộ biến đổi cầu tiristo: phân tích các trường hợp. a) Đồng bộ hóa kinh điển tại thời điểm mở tự nhiên; b) Đồng bộ hóa dùng cho điều khiển số trực tiếp.

7.4.2 Mô hình rời rạc

Với các biến thiên nhỏ sơ đồ tương đương điều khiển số cung cấp cho tải R-L cho trên hình 7.33, ở đây ta phân biệt:

- hằng số thời gian điện từ τ_c
- độ trễ điều khiển $t_r = t'_n - t_n$
- hệ số khuếch đại của bộ biến đổi (theo nghĩa lấy mẫu).

$$K'_c = -h(\psi_\infty),$$

với h là độ gián đoạn của điện áp nguồn tại thời điểm mỗi (phụ thuộc vào điểm làm việc), xác định bằng góc mỗi ở chế độ xác lập ψ_∞ .

- hệ số chuyển đổi a_c giữa biến đầu ra của bộ điều chỉnh số và độ trễ mỗi:

$$a_0 = \frac{dt'_n}{dV_a}$$

- Bộ lưu trữ bậc không B_0 .

Trong thực tế ta coi hai biến đổi đầu ra:

- tuyến tính: $v_a = [1 - 2(\psi/\pi)]$ (7-39)

- cosinus: $v_a = \cos \psi$ (7-40)

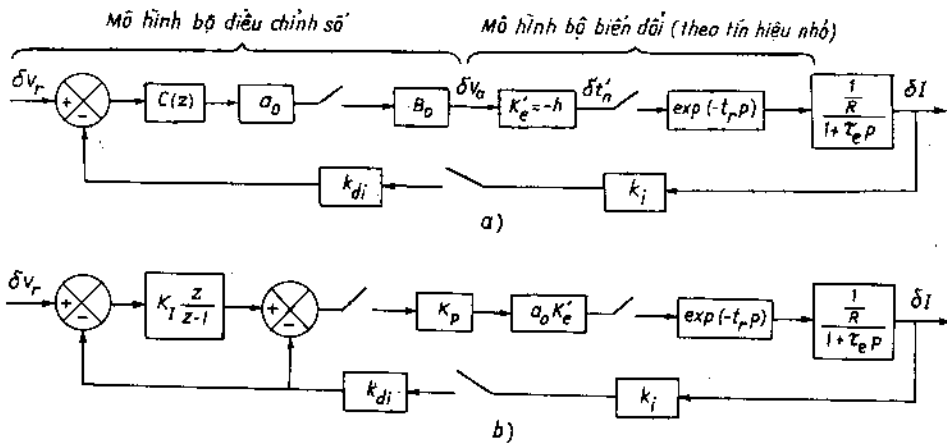
Hàm truyền rút ra từ các dao động nhỏ theo phương trình lập:

$$\delta i(n+1) = e_0 \delta i(n) + \frac{e_0}{e_1} \frac{h}{L\omega} \delta \psi_n \quad (7-41)$$

với $e_0 = \exp(-T/\tau_e)$ và $e_1 = \exp(-t_p/\tau_e)$.

7.4.3 Chọn bộ điều chỉnh

Về phương diện điều chỉnh có nhiều giải pháp. Hình 7.33b là giải pháp dựa trên việc đo dòng điện ở thời điểm lấy mẫu với bộ điều chỉnh kiểu P.I. Giải pháp này đơn giản nhưng giả thiết trước rằng chỉ đo dòng điện ở thời điểm lấy mẫu là đủ, điều đó dẫn đến dòng điện ít bị nhấp nhô.



Hình 7.33. Điều khiển số trực tiếp: sơ đồ nguyên lý và sơ đồ biến đổi trong trường hợp điều chỉnh PI.

a) Sơ đồ nguyên lý; b) Sơ đồ biến đổi (trường hợp điều chỉnh PI).

7.4.4 Điều chỉnh theo giá trị trung bình

Giải pháp ở trên có các hạn chế, đặc biệt là dòng điện rất nhấp nhô, giá trị tức thời của dòng điện lấy mẫu là thông tin thiếu chính xác. Một giải pháp là bổ sung thêm phép đo bằng tích phân dòng điện trong một chu kỳ lấy mẫu.

Phép đo này lấy bằng không sau khi đọc

$$j(n+1) = j(t_{n+1}) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} i(t) dt \quad (7.42)$$

Thiết bị đo này hình như không có thể đưa về một hàm truyền kinh điển. Việc tuyến tính hóa các phương trình phi tuyến của hệ thống theo tín hiệu nhỏ sẽ bổ xung thêm các phương trình sau đây vào phương trình ở trên:

$$\delta j(n+1) = \tau_c(1 - e_0)\delta i(n) + \tau_c(1 - \frac{e_0}{e_1}) \frac{-h(\psi_\infty)}{L\omega} \delta \psi_n \quad (7.43)$$

$$\delta j(n+1) = \tau_c(\frac{e_1}{e_0} - 1)\delta i(n+1) + \tau_c(1 - e_1)\delta i(n) \quad (7.44)$$

ta ký hiệu:

$$\delta j(n+1) = \alpha_1 \delta i(n+1) + \beta_1 \delta i(n) \quad (7.45)$$

Hình 7.34 là sơ đồ điều chỉnh với các hệ số kd_1 và kd_2 là các hệ số khuếch đại của bộ biến đổi tương tự - số. Hình 7.35 là hình dáng các đường cong dòng điện và j ở chế độ liên tục và chế độ gián đoạn.

Các sơ đồ tương đương cho phép mô hình hóa toàn bộ quá trình điều chỉnh. Đặc biệt ta có thể chứng minh rằng mô hình đầy đủ gồm các phương trình ở trên với các phương trình bổ xung:

$$\delta v_a(n+1) = \lambda \delta i(n) + \mu \delta v_a(n) + K_p K_I \delta V_{r1}(n+1) \quad (7.46)$$

$$\text{với } \lambda = -k_p [e_0(1 + \alpha_1 K'_I) - (1 - \beta_1 K'_I)]$$

$$\mu = 1 - \gamma(\psi_\infty) k_p (1 + \alpha_1 K'_I)$$

$$\text{ở đây } \gamma(\psi_\infty) = \frac{e_0}{e_1} \frac{-h(\psi_\infty)}{L} a_0(\psi_\infty)$$

$$k_p = K_p k_{d1} k_i$$

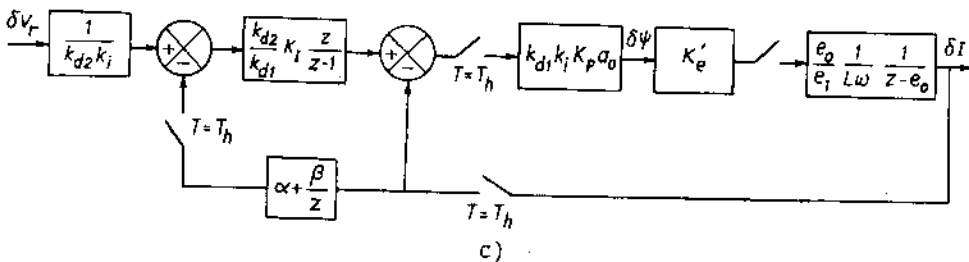
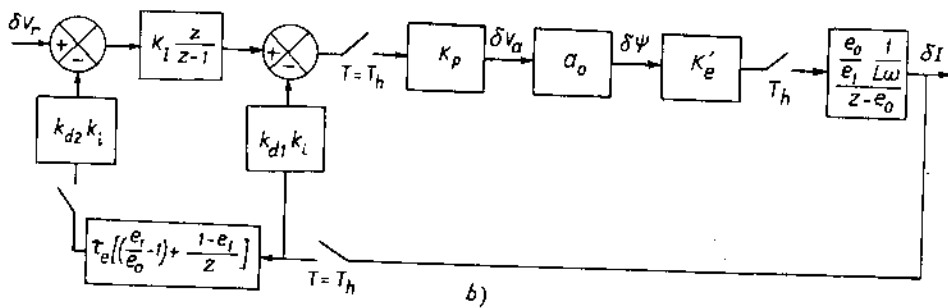
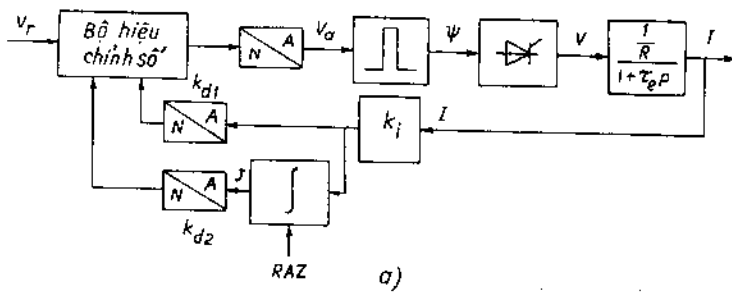
$$K'_I = K_I k_{d2} / k_{d1}$$

Hàm truyền của mạch vòng kín là

$$\frac{\delta I(z)}{\delta V_r(z)} = \frac{\gamma(\psi_\infty) K_p K_I}{z^2 - (e_0 + \mu)z + e_0 \mu - \gamma(\psi_\infty) \lambda} \quad (7.47)$$

Từ đó ta rút ra các tính chất liên quan đến sự ổn định (cục bộ) và ta có thể tính toán bằng đại số các bộ chỉnh có đáp ứng bằng phẳng. Các thông số phải kiểm tra:

$$e_0 + \mu = 0 \text{ và } e_0 \mu - \gamma(\psi_\infty) \lambda = 0$$



Hình 7-34. Điều khiển số trực tiếp có kèm theo đo dòng điện.

a) điều chỉnh lấy giá trị trung bình của dòng điện nhờ bộ tích phân có trở về không (RAZ); b) sơ đồ tương đương với chuyển động nhỏ; c) sơ đồ tương đương biến đổi.

dẫn đến

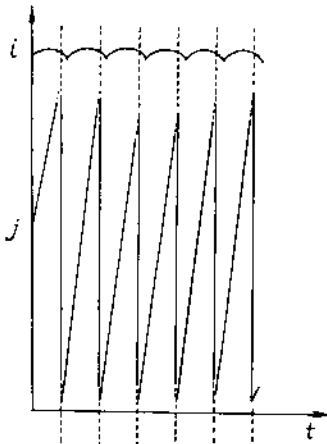
$$K'_1 = \frac{1}{\tau_c [1 - (e_1 e_0)]}$$

$$\gamma(\psi_\infty) k_p = \frac{e_0}{e_1} \frac{[1 - (e_0 e_1)]}{1 - e_0} \quad (7-48)$$

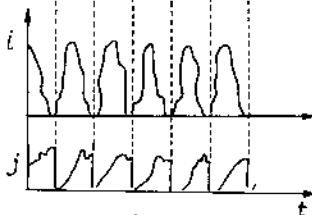
Ta nhận thấy rằng các hệ số khuếch đại phụ thuộc vào điểm làm việc.

Và lại việc chọn thời điểm mỗi đã giảm thiểu sự biến thiên này. Hình 7.36 cho thấy sự nhấp nhô của dòng điện còn giảm nhiều nữa nếu ta chọn biến đổi cosinus.

Điều khiển số cho phép đưa bộ nhớ các biến thiên hệ số khuếch đại và làm tối ưu điều khiển đối với toàn bộ các điểm làm việc. Hình 7.37 là ví dụ các đặc tính động theo thực nghiệm.

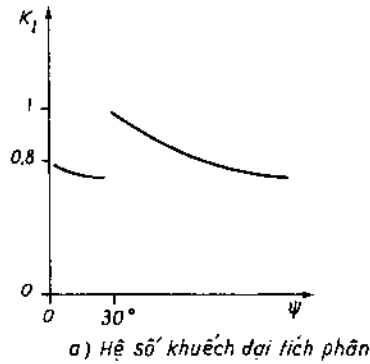


a) Chế độ liên tục

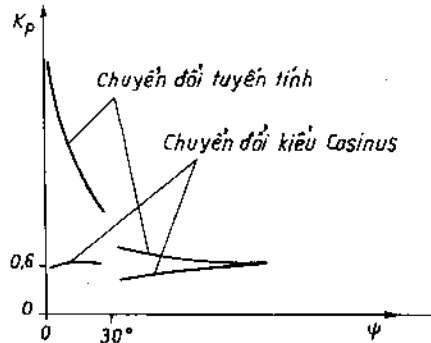


b) Chế độ băm

Hình 7-35. Điều khiển số trực tiếp:
Dạng các tín hiệu.



a) Hệ số khuếch đại tích phân



b) Hệ số khuếch đại tỷ lệ

Hình 7-36. Điều khiển số trực tiếp: các hệ số khuếch đại tối ưu cho đáp ứng phẳng.

7.5 ĐIỀU KHIỂN SỐ TỐC ĐỘ

Ta đã xem xét điều khiển dòng điện vì đó là cốt lõi của điều khiển máy điện. Bây giờ ta cần xem xét một số vấn đề riêng của điều khiển số áp dụng cho việc tổng hợp mạch vòng tốc độ. Điều này là quan trọng khi mạch vòng dòng điện là vòng trong và vấn đề tần số đặt ra một cách sâu sắc.

7.5.1 Vấn đề tần số lấy mẫu

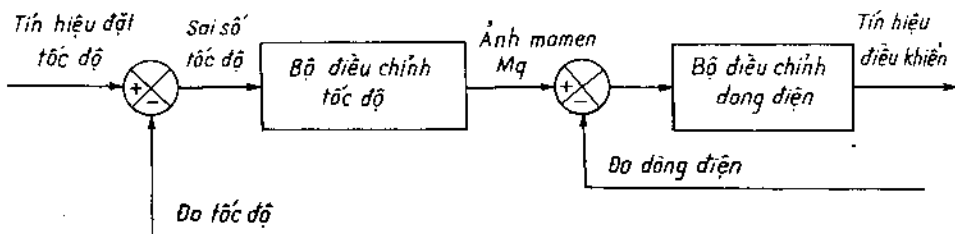
Điều khiển số tốc độ đặt ra một loạt vấn đề mới. Thực tế nó luôn luôn bao gồm hai mạch vòng nối tầng. Mạch vòng trong là mạch vòng dòng điện, tác động nhanh, cho phép kiểm soát và khống chế mômen quay và đặt ra các điều kiện an toàn, bảo vệ. Mạch vòng ngoài là mạch vòng dòng điện, tác động chậm hơn nhiều. Bộ điều chỉnh tốc độ khống chế một tín hiệu là hình ảnh của mômen mong muốn và dùng nó làm tín hiệu chuẩn cho mạch vòng dòng điện (xem hình 7.37).

Do đặc tính động của hai mạch vòng khác nhau, tất nhiên cần chọn chu kỳ lấy mẫu khác nhau. Ví dụ trường hợp nguồn cung cấp là bộ băm, mạch vòng dòng điện có chu kỳ lấy mẫu vào khoảng vài trăm μs và mạch vòng tốc độ có chu kỳ lấy mẫu vào khoảng vài mili giây.

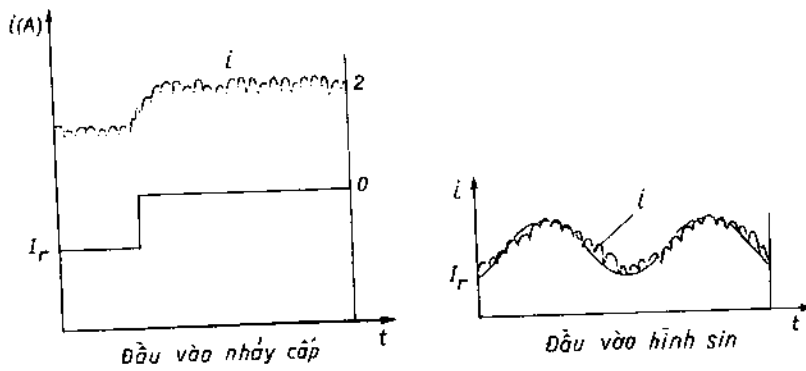
Ta cũng có thể dự kiến thực hiện hai mạch vòng có cùng tần số, việc mô hình hóa lúc này trở nên rất dễ dàng. Trong trường hợp này tần số được chọn khá nhanh để có thể theo kịp đặc tính động của biến nhanh nhất (trong thực tế là dòng điện). Tần số này có thể là quá nhanh đối với biến chậm. Việc lựa chọn bộ điều chỉnh tốc độ trở nên khó khăn và ta nói là bị quá gián đoạn.

Nếu ta làm việc với hai chu kỳ lấy mẫu sẽ đặt ra vấn đề mô hình hóa. Trong trường hợp này chắc chắn ta chấp nhận hai mạch vòng tách rời nhau rất xa và quá trình động của dòng điện rất nhanh so với đặc tính động của tốc độ.

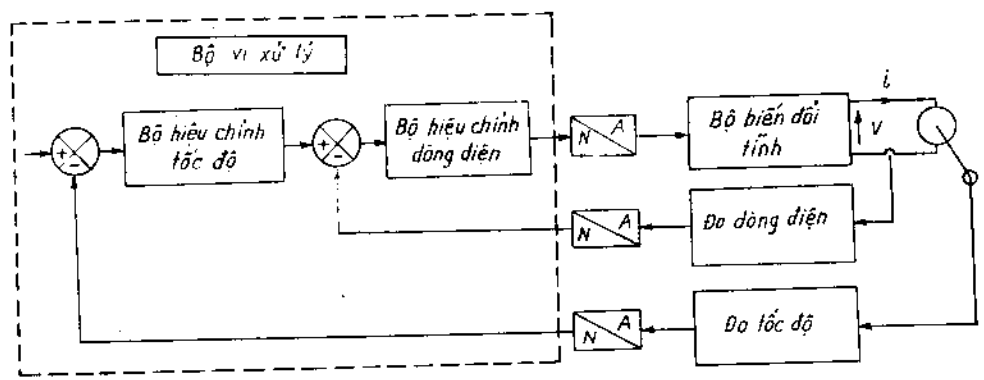
Nếu không chấp nhận giả thiết về việc phân tách, nghĩa là nếu đặc tính động của tốc độ rất nhanh và so sánh được với đặc tính động của mạch vòng dòng điện thì cần trở lại giải pháp ở trên và chỉ làm việc với một chu kỳ lấy mẫu.



Hình 7.37. Bộ biến đổi tốc độ: cấu trúc.



Hình 7.38. Điều khiển số trực tiếp: các đáp ứng động thực nghiệm.



Hình 7.39. Bộ biến đổi tốc độ: sơ đồ cấu trúc điều khiển số hai vòng nối tăng.

7.5.2 Bộ biến đổi tốc độ hai tần số lấy mẫu

Vấn đề mô hình hóa bằng biến đổi z bộ điều chỉnh tốc độ hai tần số lấy mẫu đã được nghiên cứu kỹ và áp dụng điều khiển động cơ điện một chiều và động cơ đồng bộ.

Hình 7.39 là sơ đồ điều khiển gồm hai vòng là mở rộng sơ đồ một vòng

của hình 7.24a. Trong hệ thống chỉ có một chu kỳ lấy mẫu T , ta có quan hệ $z = \exp(Tp)$. Ở đây ta xét hai chu kỳ lấy mẫu một chu kỳ nhỏ ký hiệu là T và một chu kỳ lớn ký hiệu NT là bội của T (T là nguyên). Mặt khác ta giả thiết các thời điểm lấy mẫu được đồng bộ. Ta ký hiệu z là biến gắn với chu kỳ T và Z là biến gắn với chu kỳ NT .

7.5.2.1 Mô hình và tổng hợp mạch vòng dòng điện

Ta sử dụng mô hình rời rạc chặt chẽ với tín hiệu nhỏ. Hình 7.40 là mô hình mạch vòng dòng điện trường hợp tính toán có trễ một chu kỳ. Chu kỳ lấy mẫu nhanh và được đồng bộ trong chu kỳ băm của bộ biến đổi. Dòng điện được lọc bằng bộ lọc có hằng số thời gian τ_l (nhỏ hơn hằng số thời gian điện từ $\tau_c = L/R$).

Các phương trình của động cơ được cho với các ký hiệu thích đáng. Các ký hiệu khác như ở mục 7.3.5. Hệ số k_{ig} là:

$$k_{ig} = k_{di} k_i$$

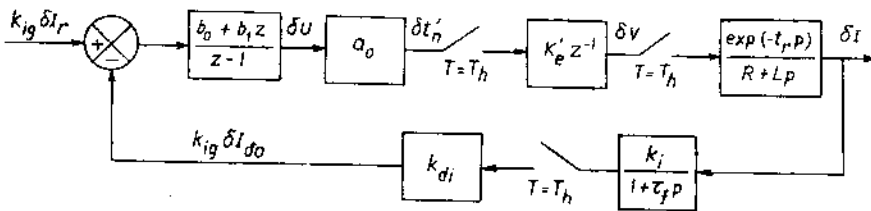
ở đây k_{di} là hệ số chuyển đổi của bộ biến đổi tương tự, k_i là hệ số khuếch đại của bộ cảm biến dòng điện.

Hàm truyền của vòng hở có biểu thức:

$$\begin{aligned} \frac{k_{ig} \delta I_{do}(z)}{\delta U(z)} &= K'_{ig} k_{ig} Z \left[\frac{\exp(-t_r p)}{R(1 + \tau_c p)(1 + \tau_l p)} \right] \\ &= G_1 \frac{\alpha_1 z + \alpha_0}{z(z - z_1)(z - z_2)} \end{aligned} \quad (7-49)$$

Ta lưu ý rằng biến đổi z của hàm truyền có trễ nhận được từ biến đổi z :

$$Z[\exp(-t_r p)G(p)] = G[z, m = 1 - (t_r/T)].$$



Hình 7-40. Bộ biến đổi tốc độ: sơ đồ tương đương của mạch vòng dòng điện.

Trong các công thức các thành phần được định nghĩa như sau:

$$G_1 = \frac{K_e k_{ig}}{a_0 R(\tau_e - \tau_f) e_1 e_2}$$

$$z_1 = e_0 = \exp(-T/\tau_e)$$

$$z_2 = \exp(-T/\tau_f)$$

$$e_1 = \exp(-t_r/\tau_e)$$

$$e_2 = \exp(-t_r/\tau_f)$$

$$\alpha_1 = z_1 e_2 - z_2 e_1$$

$$\alpha_0 = z_1 z_2 (e_1 - e_2)$$

Với các áp dụng số vì t_r phụ thuộc vào điểm làm việc, ta chọn giá trị trung bình $t_r = T/2$ và ta giả thiết số không $(-\alpha_0/\alpha_1)$ là số dương rất nhỏ.

Ta chọn bộ hiệu chỉnh kinh điển kiểu P.I. có hàm truyền

$$C_1(z) = \frac{b_0 + b_1 z}{z - 1} \quad (7-50)$$

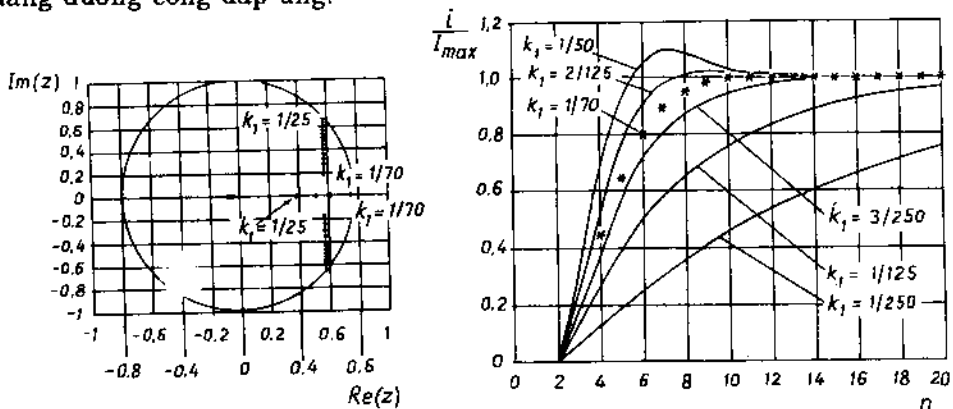
có tử số bù cực nghĩa là

$$b_0 + b_1 z = k_1(z - z_1)$$

Do vậy hàm truyền của hệ hở là:

$$C_1(z)G(z) = k_1 G_1 \frac{\alpha_1 z + \alpha_0}{z(z - 1)(z - z_2)} \quad (7-51)$$

Vấn đề còn lại là chọn hệ số khuếch đại k_1 . Để chọn k_1 ta có thể coi quỹ tích của các cực có hình dáng cho trên hình 7-41a, còn hình 7.41b là hình dáng đường cong đáp ứng.



Hình 7-41. Mạch vòng dòng điện: quỹ tích các cực và đáp ứng.
a) Quỹ tích các cực; b) Hình dáng đáp ứng.

7.5.2.2 Mô hình và tổng hợp mạch vòng tốc độ

- Giả thiết về phân tách hai mạch vòng.

Trong trường hợp đặc tính động của dòng điện nhanh hơn tốc độ ta làm gần đúng mạch vòng dòng điện bằng hàm truyền bậc nhất có cực (giả thiết cực thực, dương) là $z_i = \exp(p_i T)$, ta suy ra cực của hàm truyền liên tục gần đúng:

$$p_i = \frac{1}{T} \ln(z_i)$$

ta có thể định nghĩa hằng số thời gian $T_i = -1/p_i$ và hàm truyền theo p là

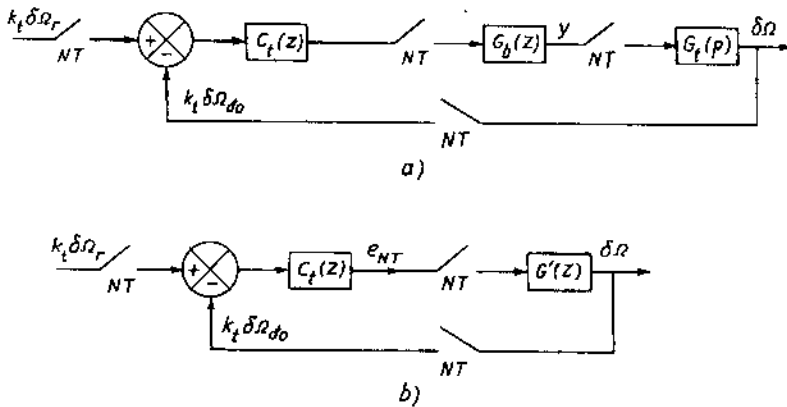
$$\frac{1}{1 + T_i p}$$

Ta suy ra hàm truyền theo Z :

$$G_b(Z) = \frac{1}{T_i} \frac{Z}{Z - Z_i}$$

có cực là $Z_i = \exp(N T p_i) = (z_i)^N$

Giả thiết phân tách cho phép xác định sơ đồ hình 7.42a rồi hình 7.42b



Hình 7.42. Mạch vòng tốc độ: Sơ đồ tương đương trường hợp giả thiết phân tách mạch.
a) Sơ đồ tương đương sau khi thực hiện gần đúng mạch vòng dòng điện; b) Sơ đồ tương đương (gần đúng) với chu kỳ NT .

Trong các hình này hàm $G_f(p)$ bằng

$$G_f = \frac{K}{f + j p}$$

Bộ lấy mẫu ở chu kỳ NT đưa vào giữa $G_b(Z)$ và $G_1(p)$ là ảo. Việc làm gần đúng này cho phép xác định hàm truyền:

$$G'(Z) = G_b(Z)G_1(Z)$$

$$\text{với } G_1(Z) = \frac{K}{f} \frac{Z}{Z - Z_m} \quad (7-53)$$

Ta đặt $T_m = J/f$ là hằng số thời gian cơ

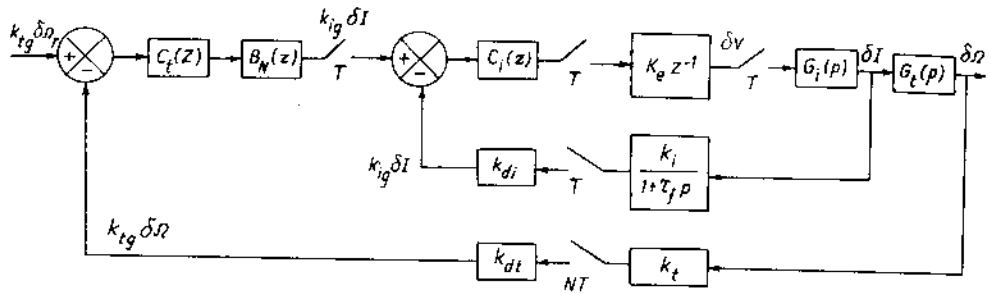
$Z_m = \exp(-NT/T_m)$ là cực cơ

e_{NT} là tín hiệu điều khiển ở chu kỳ NT

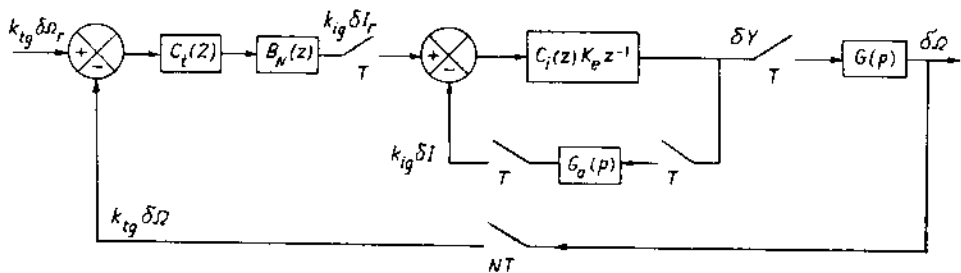
k_1 là hệ số khuếch đại của cảm biến tốc độ

$\Omega_{đo}$ là vận tốc đo được, Ω_r là tốc độ đặt.

Để tổng hợp ta giả thiết rằng cực $G'(Z)$ là cực cơ Z_m . Nếu ta chọn bộ hiệu chỉnh tốc độ C_1 kiểu P.I, ta có thể bù zêrô của bộ điều chỉnh và chọn hệ số khuếch đại sau khi xem xét vị trí của các cực.



Hình 7.43. Mạch vòng dòng điện và tốc độ: sơ đồ tương đương.



Hình 7.44. Mạch vòng tốc độ. Sơ đồ tương đương sau phép biến đổi đầu tiên.

7.5.2.3 Biến đổi tương đương sơ đồ rời rạc

Trường hợp làm gần đúng nêu ở trên không đủ cần có phương pháp chính

xác để mô hình hóa mạch vòng tốc độ gắn với chu kỳ lấy mẫu NT (N là số nguyên).

Hình 7.43 là sơ đồ tương đương của cả hai mạch vòng rời rạc nhau. Ta không giả thiết do được lọc và k_{dt} là hệ số chuyển đổi của bộ đổi tương tự - số. Theo các hình 7.40 và 7.42 ta đặt

$$k_{ig} = k_i k_{dt}, \quad k_{ig} = k_i k_{dt}$$

$$G_i(p) = \frac{\exp(-t_r p)}{R(1 + \tau_c p)}, \quad G_i = \frac{K}{f + Jp}$$

Phần tử $B_N(z)$ là bộ lưu trữ chỉ bộ hiệu chỉnh tốc độ làm việc với chu kỳ lấy mẫu NT duy trì tín hiệu điều khiển (là hình ảnh dòng điện yêu cầu) không đổi trong cùng một chu kỳ ở đầu vào của bộ điều chỉnh dòng điện làm việc với chu kỳ T.

Hình 7.44 là biến đổi của sơ đồ chức năng. Trong các sơ đồ này ta bỏ qua ảnh hưởng của sức phản điện, điều đó gắn với giả thiết các đặc tính động khác nhau. Do vậy cần có bộ hiệu chỉnh trong mạch vòng dòng điện chứa một khâu tích phân để loại trừ ảnh hưởng của nhiễu loạn trong chế độ xác lập.

Nếu không muốn làm gần đúng này ta cần phải sử dụng mô hình dòng điện đầy đủ:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta I(p)}{\delta V(p)} &= \frac{(f + Jp)}{K^2 + Rf + (RJ + Lf)p + LJp^2} \\ G_I(p) &= \exp(-t_r p) \frac{\delta I(p)}{\delta V(p)} \end{aligned} \right\} \quad (7-54)$$

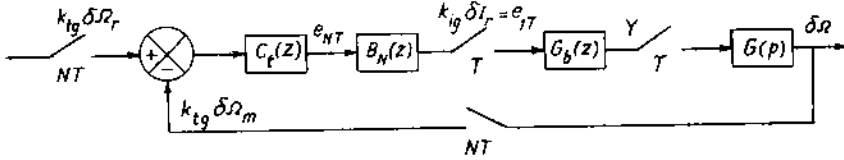
Để đơn giản hóa ta sử dụng dạng đơn giản. Trong hình 7.44 ta đặt:

$$G_a(p) = \frac{k_{ig} G_i(p)}{1 + \tau_i p} \quad \text{và} \quad G(p) = k_{ig} \frac{k_{ig} G_i(p)}{1 + \tau_i p} G_i(p) \quad (7-55)$$

Để sử dụng sơ đồ này ta thay thế mạch vòng dòng điện ở chu kỳ lấy mẫu T bằng hàm truyền rời rạc tương đương ký hiệu là $G_p(z)$ (hình 7.45) được định nghĩa bằng

$$G_p(z) = \frac{C_1(z) K_c z^{-1}}{1 + C_1(z) G_a(z, m) K_c z^{-1}} \quad (7-56)$$

ở đây $G_a(z, m)$ là biến đổi z từ $G_a(p)$, với $m = 1 - (t_r/T)$.

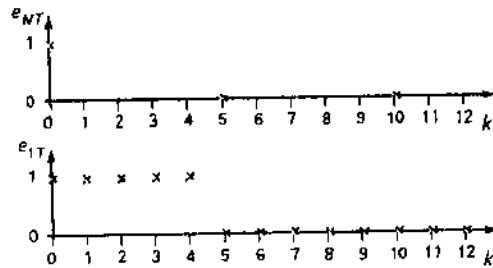


Hình 7.45. Mạch vòng tốc độ: sơ đồ tương đương sau biến đổi thứ hai.

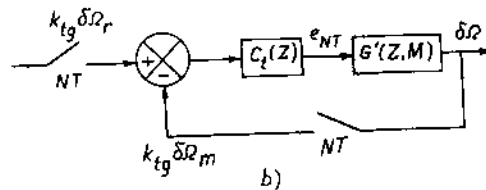
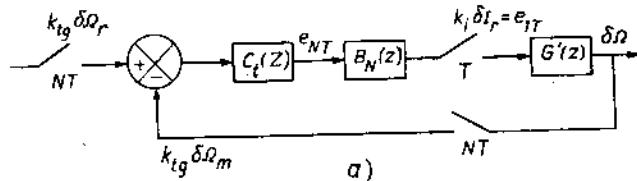
7.5.2.4 Mô hình điều chỉnh hai tần số lấy mẫu

Bây giờ ta cần mô hình hóa mạch vòng tốc độ. Mạch vòng này gồm hai phần: phần lấy mẫu chu kỳ T (mô hình theo biến z) và phần mô hình hóa chu kỳ NT (mô hình theo biến Z). Bộ chặn số ký hiệu $B_N(z)$ trong các sơ đồ nhằm mục đích biến đổi tín hiệu ở chu kỳ NT và tín hiệu trong miền chu kỳ T .

Hình 7.46 là một ví dụ hoạt động của bộ lưu giữ trong trường hợp $N = 5$. Ở đầu vào của bộ lưu giữ số ta phát xung gián đoạn $e_{NT}(kNT)$ bằng 1 nếu $k = 0$, nếu không sẽ bằng 0. Ở đầu ra ta được tín hiệu $e_{iT}(kT)$ bằng 1 khi k từ 0 đến 4 và bằng 0 khi $k \geq 5$. Trong các điều kiện này hàm truyền rời rạc $B_N(z)$ là



Hình 7.46. Sự làm việc của bộ chặn số.



Hình 7.47. Mạch vòng tốc độ: sơ đồ tương đương hai tần số lấy mẫu

a) lấy mẫu ở chu kỳ T và NT ; b) lấy mẫu ở chu kỳ NT .

$$\begin{aligned}
 B_N(z) &= \frac{e_{1T}(z)}{e_{NT}(z)} = \frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-N+1}}{1} \\
 &= \frac{z^{N-1} + z^{N-2} + \dots + z + 1}{z^{N-1}}
 \end{aligned}
 \tag{7-57}$$

Sơ đồ chức năng của hình 7.44 xác định mạch vòng tốc độ nhận tín hiệu ở chu kỳ T, vì thế cần viết phương trình hàm truyền theo z với chu kỳ T và ký hiệu:

$$G(z, m), \quad m = 1 - (t_r/T)$$

đặt $G'(z) = G_b(z)G(z, m)$.

Điều đó cho phép nhận được sơ đồ chức năng hình 7.47 trong đó phần chính của hệ thống được xác định ở chu kỳ T. Thực tế tín hiệu đầu vào của khối này ký hiệu là $G'(z)$ được lưu giữ ở chu kỳ NT của bộ lưu giữ số $B_N(z)$, như vậy khối làm việc ở chu kỳ NT là chu kỳ lấy mẫu đo tốc độ. Cần phải viết lại hàm truyền $B_N(z)G'(z)$ trong miền biến z.

Để xác định hàm truyền trong miền Z Bühler đưa ra phương pháp sau đây: Nếu coi hàm $f(t)$ được lấy mẫu với chu kỳ T là $f(kT)$ và hàm lấy mẫu với chu kỳ NT là $f(kNT)$. Các biến đổi z là:

với chu kỳ T: $F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k}$, với $z = \exp(pT)$

với chu kỳ NT: $F(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kNT)Z^{-k}$, với $Z = \exp(pNT)$

suy ra: $Z = (z)^N$

Ta suy ra rằng khi chuyển từ biến đổi z (chu kỳ T) sang biến đổi Z (chu kỳ NT) bằng cách thay chu kỳ T bằng NT và các cực z_i bằng $Z_i = (z_i)^N$.

Hình 7.47b cho sơ đồ tương đương cuối cùng, trong đó hàm truyền biến Z (chu kỳ NT) biểu diễn toàn bộ bộ lưu giữ số, bộ điều chỉnh dòng điện phía trong và động cơ (phần điện và phần cơ).

Ở biến z (chu kỳ T) hàm truyền của hệ thống, kể cả bộ lưu giữ số là:

$$\begin{aligned}
 G'_1(z) &= G'(z)B_N(z) = \frac{Q'(z)B_N(z)}{(z - z_1 \dots (z - z_N))} \\
 &= \frac{d_n(E)Z^N + d_{n-1}(E)Z^{N-1} + \dots + d_1(E)Z + d_0(E)}{Z^N + c_{n-1}Z^{N-1} + \dots + c_1Z + c_0}
 \end{aligned}
 \tag{7-58}$$

ở đây E là độ trễ tương đối, liên quan đến thông số quen biết, ở đây ký hiệu là M, $M = 1 - E$.

Giả thiết tất cả các thông số liên quan đến công thức này đã biết, ta có thể biết đáp ứng xung của $G'_1(z)$ ký hiệu là $g_1[kT]$.

Hình 7.48 là ví dụ đáp ứng xung. Đó là đáp ứng $G'_1(z)$ với một xung gián đoạn hoặc đáp ứng $G'(z)$ của nhiều xung (số lượng N).

- Trong miền Z (chu kỳ NT) hàm truyền tổng được viết dưới dạng:

$$G'(Z, E) = \frac{Q'(Z, E)}{(Z - Z_1) \dots (Z - Z_N)} \quad (7-59)$$

$$= \frac{D_n(E)Z^n + D_{n-1}(E)Z^{n-1} + \dots + D_1(E)Z + D_0(E)}{Z^n + C_{n-1}Z^{n-1} + \dots + C_1Z + C_0}$$

Mẫu thức được biết nhờ tính chất các cực $Z_i = (z_i)^N$, các hệ số C_n đã biết. Đối với tử thức ta phải ràng buộc rằng các ảnh của hàm truyền biến đổi này là tương tự. Ảnh của $G'(Z, E)$ được ký hiệu là:

$$g[K, E] = g[(K + E)NT]$$

phải trùng với $g_1[kT]$

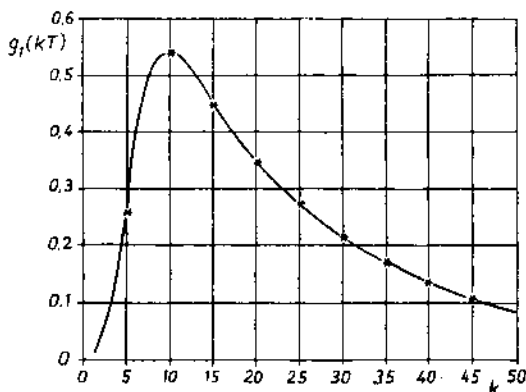
Ví dụ với $N = 5$, nếu $k = 2$ thì $K = 0$ và $E = 2/5$. Ta được biểu thức lập:

$$D_{n-k}(E) = g(K, E) + C_{n-1}g[K - 1, E] + C_{n-2}g[K - 2, E] + \dots + C_0g[K - n, E] \quad (7-60)$$

cho phép tính bằng số các hệ số D_n , do vậy biết hàm truyền $G'(Z) = G'(Z, 0)$.

Để tổng hợp ta cần nhận thấy rằng mặc dù các biến đổi $G'(Z)$ chứa một cực là cực cơ học (giống như trường hợp đơn giản hóa trong mục 7.5.2.2).

Như vậy nếu ta chọn một bộ hiệu chỉnh tốc độ P.I. ta có thể chọn bộ này có dạng sao cho zêrô của nó bù cực:



Hình 7.48. Ví dụ đáp ứng xung của mạch vòng tốc độ chính.

$$C_t(Z) = K_p \frac{(Z - Z_m)}{Z - 1} \quad (7-61)$$

Như vậy ta sẽ xem xét quỹ tích các cực và sẽ chọn hệ số khuếch đại K_p .

7.5.3 Điều khiển số tốc độ một tần số lấy mẫu

Trong trường hợp các đặc tính động của dòng điện và tốc độ không đủ cách biệt có sự liên hệ chặt chẽ giữa các biến về điện và về cơ. Việc tổng hợp hai mạch vòng tương đối phân cách như ta đã xét ở mục 7.5.2 không còn thích hợp. Trong trường hợp này nên làm việc với một tần số lấy mẫu và sử dụng điều chỉnh tổng quát như mạch vòng trạng thái.

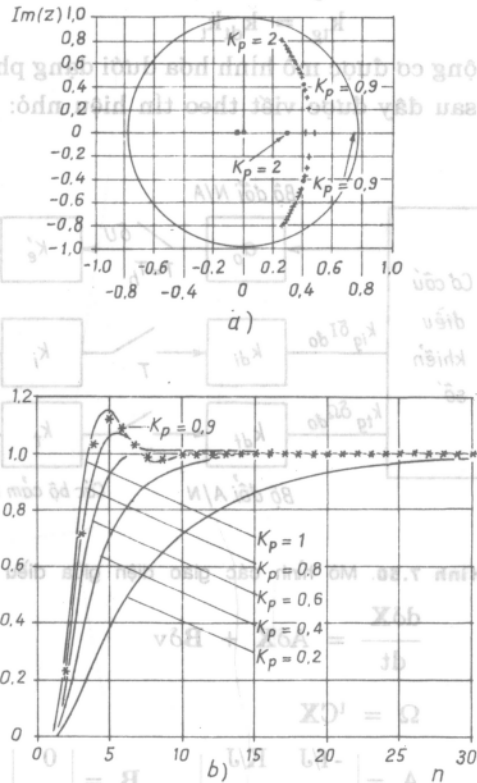
7.5.3.1 Điều chỉnh trạng thái không có khó khăn về thời gian tính toán

a) Đầu tiên ta sẽ xem xét trường hợp tính toán tức thời. Giả thiết này đúng với bộ biến đổi chậm (ví dụ bộ chỉnh lưu làm việc với lưới) có bộ vi xử lý khá nhanh.

Cũng như trường hợp ở trên ta sử dụng mô hình rời rạc chặt chẽ theo tín hiệu nhỏ

Mô hình này có nghĩa là ở mỗi thời điểm lấy mẫu, máy tính xác định thời điểm chuyển mạch có trễ t_r . Mô hình của bộ biến đổi này phối hợp với mô hình trạng thái của động cơ điện một chiều.

Hình 7.50 là mô hình giao diện giữa cơ cấu điều khiển số và động cơ. Ta nhắc lại rằng trong các phương trình ta đặt:



Hình 7.49. Mạch vòng tốc độ.

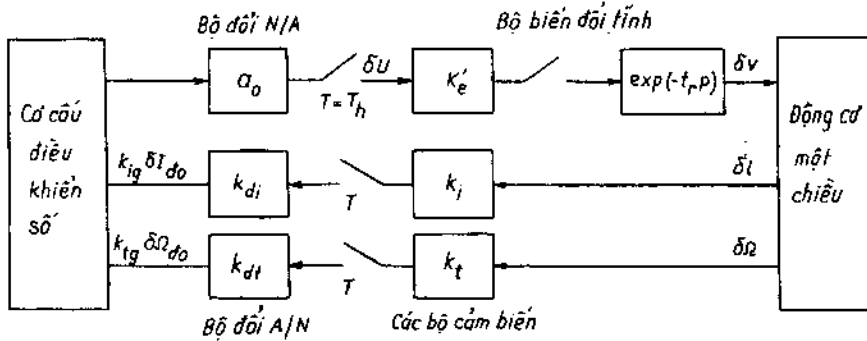
a) quỹ tích các cực; b) Đáp ứng xung.

$$K_e = a_0 K'_e$$

$$k_{ig} = k_{di} k_i$$

$$k_{tg} = k_{dt} k_t$$

Động cơ được mô hình hóa dưới dạng phương trình trạng thái. Các phương trình sau đây được viết theo tín hiệu nhỏ:



Hình 7.50. Mô hình các giao diện giữa điều khiển và động cơ điện một chiều.

$$\frac{d\delta X}{dt} = A\delta X + B\delta v$$

$$\Omega = {}^1C X \quad (7-62)$$

$$A = \begin{vmatrix} -f/J & K/J \\ -K/L & -R/L \end{vmatrix}, \quad B = \begin{vmatrix} 0 \\ 1/L \end{vmatrix}, \quad C = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Hình 7.51 là sơ đồ chức năng điều khiển trạng thái có hai mạch vòng:

- Mạch vòng trạng thái thông thường đo trạng thái:

$$\delta u_2(n) = {}^1D' K_c \delta X(n)$$

$$\text{đặt } {}^1D = {}^1D' K_c = [k_1 \quad k_2], \quad (7-63)$$

$$\text{ma trận } K_c = \begin{vmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{vmatrix}$$

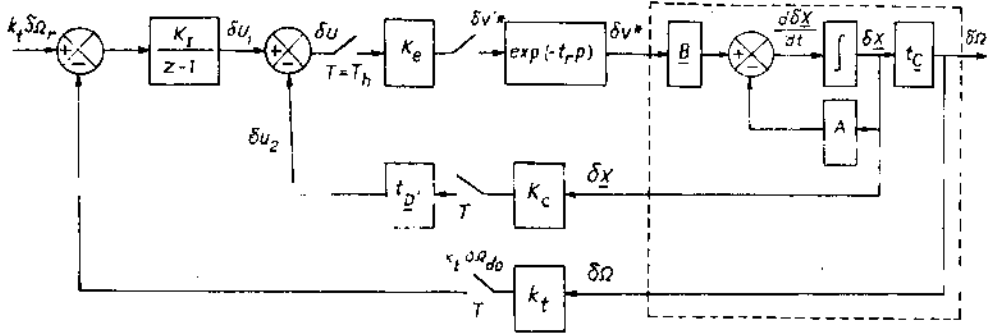
'D' là vectơ các hệ số của bộ hiệu chỉnh

$$\delta u_2(n) = {}^1D \delta X(n)$$

- Một thành phần bổ sung tích phân sai lệch tốc độ để loại bỏ sai số tĩnh:

$$\delta u_1(n+1) = \delta u_1(n) + k_3 [\delta \Omega_r(n) - \delta \Omega(n)] \quad (7-64)$$

$$\text{với } k_3 = k_1 K_1$$



Hình 7.51. Mô hình hóa điều khiển số trạng thái và bộ điều chỉnh tích phân tốc độ.

Cần phải mô hình hóa toàn bộ khâu này. Để tiến hành ta nhận thấy biến thiên điện áp δV_n là một xung Dirac có diện tích bằng $K_c \delta u(n)$ là thời gian trễ t_r so với thời điểm lấy mẫu $t_n = nT$ (hình 7.52). Trong các sơ đồ 7.52 và 7.53 ta ký hiệu δv^* và δv^* là các biến thiên, các xung Dirac.

Để xác định mô hình toán học của hệ thống ta sẽ phân tích phương trình trạng thái theo các khoảng khác nhau:

- Đối với $t_n < t < t'_{n-}$, với $t'_{n-} = t_n + t_r$

$$\text{phương trình là: } \frac{d(\delta \mathbf{X})}{dt} = \mathbf{A} \mathbf{X} \quad (7-65)$$

$$\text{có nghiệm: } \delta \mathbf{X}(t) = \exp[(t - t_n) \mathbf{A}] \delta \mathbf{X}(n) \quad (7-66)$$

Trạng thái trung gian là

$$\delta \mathbf{X}(t'_{n-}) = \exp(t_r \mathbf{A}) \delta \mathbf{X}(n) \quad (7-67)$$

- Từ t'_{n-} đến t'_{n+} ta viết phương trình vi phân với xung Dirac

$$\frac{d(\delta \mathbf{X})}{dt} = \mathbf{A} \delta \mathbf{X} + \mathbf{B} K_c \delta u(n) \text{ Dirac}(t - t'_n) \quad (7-68)$$

ta tích phân một khoảng nhỏ quanh t'_n :

$$\int_{t'_{n-}}^{t'_{n+}} \frac{d(\delta \mathbf{X})}{dt} dt = \int_{t'_{n-}}^{t'_{n+}} \mathbf{A} \delta \mathbf{X} dt + \int_{t'_{n-}}^{t'_{n+}} \mathbf{B} K_c \delta u(n) \text{ Dirac}(t - t'_n) dt$$

Trạng thái \mathbf{X} là một hàm liên tục, tích phân của nó trong khoảng này bằng không. Tích phân này cho biến thiên trạng thái ở thời điểm t'_n

$$\delta \mathbf{X}(t'_{n+}) = \delta \mathbf{X}(t'_{n-}) + \mathbf{B} K_c \delta u(n) \quad (7-69)$$

- Cuối cùng trong khoảng $t'_{n+} < t < t_{n+1}$, với $t_{n+1} = t_n + T$ ta được

$$\frac{d(\delta \mathbf{X})}{dt} = A\delta \mathbf{X} \quad (7-70)$$

có nghiệm là:

$$\delta \mathbf{X}(t) = \exp[(t - t'_n)A]\delta \mathbf{X}(t'_n) \quad (7-71)$$

và trạng thái cuối cùng:

$$\delta \mathbf{X}(t_{n+1}) = \exp[(T - t_r)A]\delta \mathbf{X}(t'_n) \quad (7-72)$$

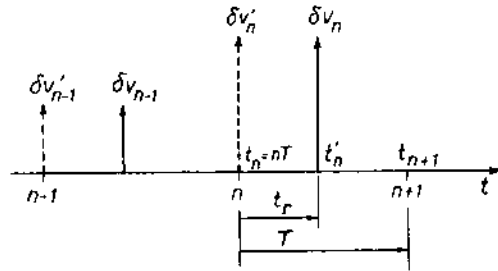
Mô hình rời rạc tổng quát là:

$$\delta \mathbf{X}_{n+1} = \exp(TA)\delta \mathbf{X}_n + \exp[(T - t_r)A]\mathbf{BK}_e \delta u(n) \quad (7-73)$$

b) Mô hình trạng thái

đầy đủ

Để tiến hành tích phân sai lệch tốc độ ta có thể định nghĩa một trạng thái đầy đủ mới trong đó khi viết cho động cơ, tức là δX_n , ta bỏ xung biến $u_1(n)$. Trong các điều kiện này ta được:



Hình 7-52. Đồ thị tín hiệu cung cấp.

$$Z(n+1) = A_1 Z(n) + B_1 \delta \Omega_{rel}(n) \quad (7-74)$$

Trong đó

$$Z_n = \begin{bmatrix} \delta X_n \\ u_{1n} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} \Phi - \Psi \mathbf{BK}_e^T D & \Psi \mathbf{BK}_e^T \\ -\mathbf{k}_3^T C & 1 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{k}_3 \end{bmatrix}$$

với $\Phi = \exp(AT)$, $\Psi = \exp[(T - t_r)A]$

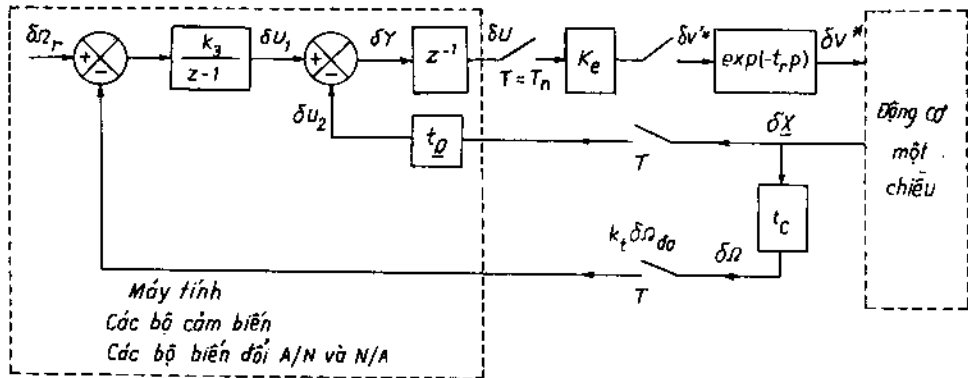
Mô hình này cho phép tổng hợp điều khiển, đặc biệt bằng sắp xếp các cực, bằng thực nghiệm ta đã thấy rằng kết quả nhận được ít chắc chắn, do đó trong thực tế cần đưa thêm vào một thời gian trễ.

7.5.3.2 Điều chỉnh trạng thái có vấn đề về thời gian tính toán.

Ta sẽ đưa vào thời gian trễ của một chu kỳ là thời gian tính toán như sơ đồ biểu diễn trên hình 7.53

Mô hình gồm các phương trình tương tự phương trình trạng thái ở trên (7-64) và (7-73)

$$\delta \mathbf{X}_{n+1} = \Phi \delta \mathbf{X}_n + \Psi \mathbf{BK}_e \delta u(n) \quad (7-75)$$



Hình 7-53. Mô hình hóa điều khiển số trạng thái và điều chỉnh tích phân tốc độ có xét đến thời gian tính toán.

$$\delta u_1(n+1) = \delta u_1(n) + K_1[\delta \Omega_{ref}(n) - \delta \Omega(n)] \quad (7-76)$$

và các phương trình tính đến thời gian trễ do tính toán

$$\delta u(n+1) = \delta y(n) \quad (7-77)$$

$$\delta y(n) = \delta u_1(n) - \delta u_2(n) = \delta u_1(n) - {}^1\mathbf{D}\mathbf{X}_n \quad (7-78)$$

Ta suy ra phương trình trạng thái đây đủ

$$\mathbf{Y}(n+1) = \mathbf{A}_2\mathbf{Y}(n) + \mathbf{B}_2\delta \Omega_{ref}(n)$$

với

$$\mathbf{Y}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_n \\ u_n \\ u_{1n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} [\Phi] & [\Psi\mathbf{B}K_c] & [0] \\ -{}^1\mathbf{D} & 0 & 1 \\ [-K_1 \quad {}^1\mathbf{C}] & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_1 \end{bmatrix}$$

Vấn đề tổng hợp hệ thống sẽ bao gồm việc chọn ba thông số hiệu chỉnh:

K_1 và hai thành phần ${}^1\mathbf{D} = [k_1 \quad k_2]$.

7.5.3.3 Điều chỉnh trạng thái có vấn đề thời gian tính toán. Điều chỉnh bằng sắp xếp các cực

Ta mô tả chi tiết ma trận A

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} & \beta\psi_{12} & 0 \\ \phi_{21} & \phi_{22} & \beta\psi_{22} & 0 \\ -k_1 & -k_2 & 0 & 1 \\ -k_3 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

với ϕ_{ij} là các phần tử của ma trận ϕ và ψ_{ij} là các phần tử của ma trận ψ .

$$\Psi BK_c = \beta \begin{vmatrix} \psi_{12} \\ \psi_{22} \end{vmatrix}, \text{ ở đây } \beta = K_c L.$$

Ta có thể viết phương trình đặc trưng dưới dạng

$$z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0 = 0$$

$$a_3 = -(1 + T_\phi)$$

$$a_2 = \{K_1 \beta \psi_{12} + k_2 \beta \psi_{22} + T_\phi + D_\phi\}$$

$$a_1 = k_1 \{\phi_{12} \beta \psi_{22} - \beta \psi_{12} [1 + \phi_{22}]\} + k_2 \{\phi_{21} \beta \psi_{12} - \beta \psi_{22} [1 + \phi_{11}]\} + k_3 \beta \psi_{12} - D_\phi$$

$$a_0 = k_1 [\phi_{22} \beta \psi_{12} - \phi_{12} \beta \psi_{22}] + k_2 [\phi_{11} \beta \psi_{22} - \phi_{21} \beta \psi_{12}] + k_3 [\phi_{12} \beta \psi_{22} - \phi_{22} \beta \psi_{12}]$$

và

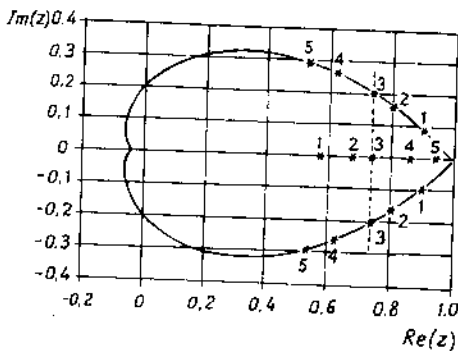
$$T_\phi = \phi_{11} + \phi_{22}$$

$$D_\phi = \phi_{11} \phi_{22} - \phi_{12} \phi_{21}$$

Ta nhận thấy rằng thành phần a_3 không được điều chỉnh (nó chỉ phụ thuộc vào tính chất động của hệ thống), còn lại ba hệ số để sắp xếp bốn cực.

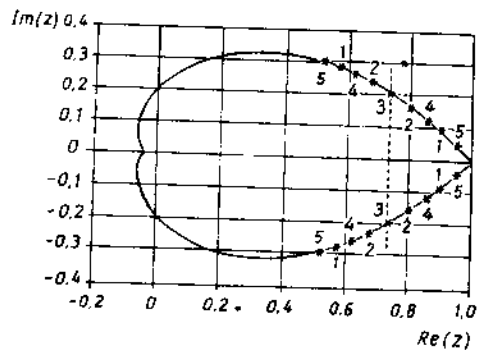
Trên hình 7-54 ta sẽ biểu diễn hai cực phức và một cực thực kép, bằng cách thay đổi mô đun của các cực phức được sắp xếp trên quỹ tích ta được hệ số tắt tương đối chậm.

ở vị trí 3 các cực thẳng hàng nhau

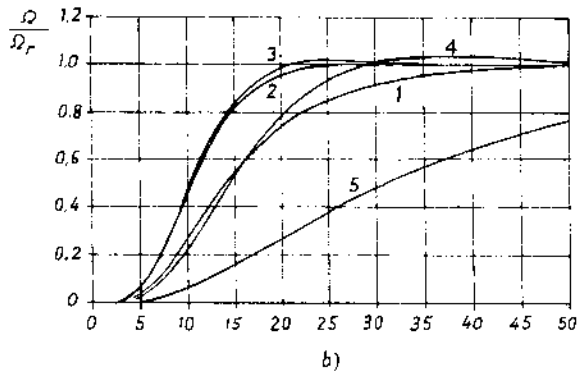
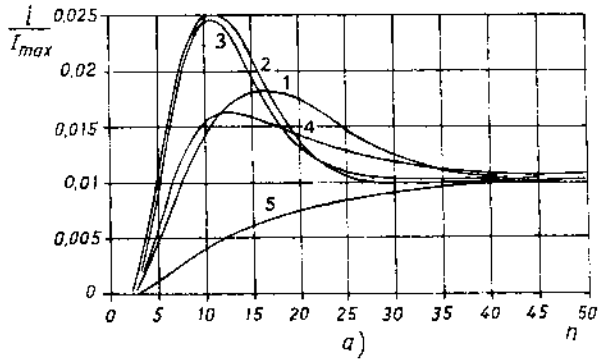


Hình 7.54. Sắp xếp một cực thực kép và hai cực phức có hệ số tắt tương đối tối ưu

ở vị trí 3 có 4 cực thẳng hàng nhau.



Hình 7.56. Sắp xếp bốn cực phức có hệ số tắt tương đối tối ưu.



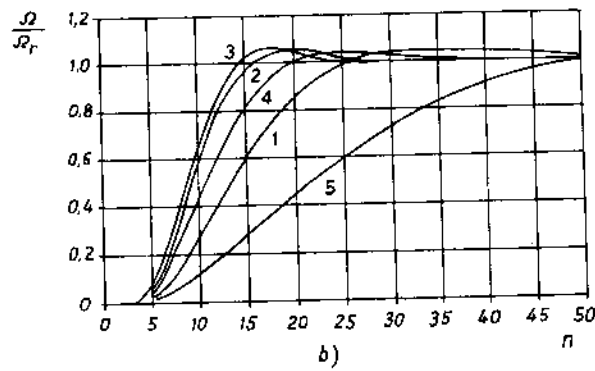
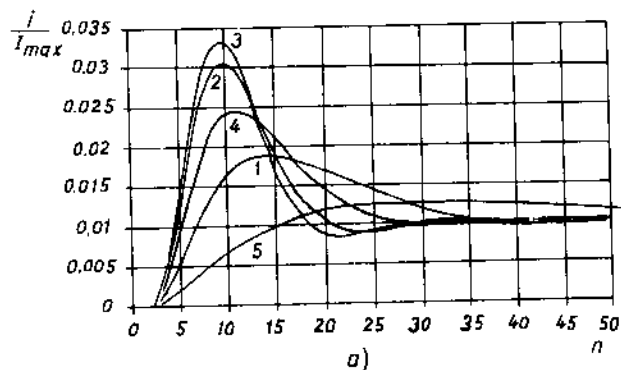
Hình 7.55. Đáp ứng dòng điện và tốc độ với kích thích là bước nhảy đơn vị; trường hợp một cực thực kép và hai cực phức.

a) Đáp ứng của dòng điện; b) Đáp ứng của tốc độ.

Hình 7.55 biểu diễn các đáp ứng dòng điện và tốc độ với đầu vào là bước nhảy đơn vị. Ta thấy rằng các cực 2 và 3 cho các đáp ứng thỏa mãn.

Trên hình 7.56 ta sắp xếp các cực với hệ số tắt tương đối tối ưu bằng cách thay đổi môđun của hai cực.

Trên hình 7.57 là đáp ứng dòng điện và tốc độ theo kích thích là bước nhảy đơn vị. Các đáp ứng 2 và 3 là thỏa mãn yêu cầu điều chỉnh.



Hình 7-57. Đáp ứng dòng điện và tốc độ với kích thích là bước nhảy đơn vị; Trường hợp bốn cực phức.
 a) Đáp ứng của dòng điện; b) Đáp ứng của tốc độ.

ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐIỆN BA PHA: CHẾ ĐỘ XÁC LẬP

Ngày nay với sự thâm nhập của kỹ thuật vi xử lý và kỹ thuật vi điều khiển đã cho phép giải quyết các thuật toán phức tạp điều khiển động cơ điện xoay chiều ba pha trong thời gian thực với chất lượng điều khiển rất cao. Vì thế xuất hiện xu hướng thay thế triệt để truyền động điện một chiều bằng truyền động điện xoay chiều ba pha với các ưu điểm cơ bản: kích thước nhỏ, tỷ lệ giá thành / công suất nhỏ, dễ vận hành, bảo dưỡng do không có vành góp. Việc điều khiển hệ thống trở nên thuận tiện hơn do việc phân cấp các chức năng điều khiển từ trung tâm xuống các phần tử và ghép nối với nhau qua các bus tiêu chuẩn hóa. Trong các hệ thống điều khiển số truyền động điện xoay chiều phương pháp điều chỉnh tựa theo từ thông rôto (còn gọi là điều chỉnh vectơ) là phương pháp điều chỉnh chủ chốt hiện nay và trong nhiều năm tới [2].

Chương này mở đầu bằng việc tổng kết các công cụ ma trận cho phép biến đổi hệ tọa độ ba pha sang hai pha, giới thiệu cấu trúc và mô hình hóa các bộ nghịch lưu áp, đi sâu giới thiệu phương pháp điều chỉnh vectơ và các chiến lược điều khiển kỹ thuật điều biến xung kếp, cho phép chuyển mạch tốt các bộ biến đổi ở tần số cao và công suất lớn.

8.1 CÔNG CỤ MA TRẬN TRONG HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TRUYỀN ĐỘNG ĐIỆN XOAY CHIỀU BA PHA

Ta sử dụng hai dạng ma trận, một dạng cho phép biến đổi hệ thống ba pha sang hai pha (thành phần thứ tự không không tham gia vào quá trình biến đổi năng lượng) và một phép biến đổi quay để đơn giản hóa các phương trình.

8.1.1 Ma trận Clarke

Ma trận con Clarke ký hiệu C_{32} được định nghĩa bằng

$$C_{32} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{vmatrix} \quad (8-1)$$

Ta có thể phân tích một hệ thống ba pha (hình sin, đối xứng) qua các thông số của hệ thống hai pha bằng phương pháp đồng nhất thức sau đây:

$$\begin{aligned}
 [x_3] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} &= X_m \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \cos \left(\xi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\xi + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} = X_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{bmatrix} \quad (8-2)
 \end{aligned}$$

với (x) là biến của hệ thống ba pha,

X_m là biên độ của biến

ξ là góc pha.

Ta có thể viết dưới dạng ma trận

$$\begin{aligned}
 (x_3) &= C_{32}(x_2) \\
 (x_2) &= X_m \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{bmatrix} \quad (8-3)
 \end{aligned}$$

Mặt khác, ma trận con Clarke có nghịch đảo bên trái là

$$\begin{aligned}
 &(2/3)C_{32} \\
 \text{vì } {}^1C_{32}C_{32} &= (3/2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = (3/2)U_2 \quad (8-4)
 \end{aligned}$$

trong đó U là ma trận đơn vị bậc hai.

Để cho phép biến đổi ngược cần bổ sung vào ma trận C_{32} một ma trận cột C_{31} sao cho có được ma trận Clarke vuông, để dàng nghịch đảo. Thông thường ta chọn cách đơn giản nhất là trực giao với các cột của C_{32} , nghĩa là

$$C_{31} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8-5)$$

Ma trận C_{31} có nghịch đảo bên trái là $(1/3)C_{31}$, bởi vì ${}^1C_{31}C_{31} = 3$ và là trực giao với C_{32} bởi vì ${}^1C_{31}C_{32} = [0, 0]$

Do vậy ta có thể định nghĩa ma trận Clarke C_3 là ma trận vuông bằng cách phối hợp hai ma trận con C_{31} và C_{32}

$$C_3 = (C_{31}, C_{32})$$

8.1.2 Ma trận Concordia

Ta thường dùng ma trận Clarke sau khi chuẩn hóa, dưới dạng ma trận

Concordia T_3 , được định nghĩa bằng cách kết hợp hai ma trận con

$$T_3 = (T_{31}, T_{32})$$

$$T_{31} = \frac{1}{\sqrt{3}} C_{31}, \quad T_{32} = \frac{2}{3} C_{32} \quad (8-6)$$

Các tính chất của ma trận này có thể được suy trực tiếp từ:

$${}^1T_{32}T_{32} = U_2, \quad {}^1T_{31}T_{31} = 1, \quad {}^1T_{31}T_{32} = [0,0]$$

Nghịch đảo của ma trận Concordia là:

$$T_3^{-1} = \begin{pmatrix} {}^1T_{31} \\ {}^1T_{32} \end{pmatrix} \quad (8-7)$$

8.1.3 Ma trận quay

Ma trận quay được định nghĩa $P(\xi) = \begin{pmatrix} \cos\xi & -\sin\xi \\ \sin\xi & \cos\xi \end{pmatrix} \quad (8-8)$

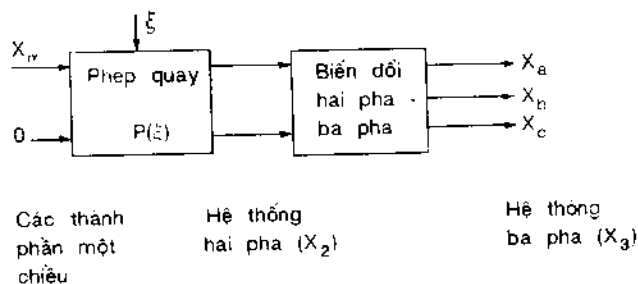
Tích của hai ma trận quay $P(\xi_1 + \xi_2) = P(\xi_1)P(\xi_2)$

và nghịch đảo của nó là: $P^{-1}(\xi) = {}^1P(\xi) = P(-\xi)$

Ma trận quay tham gia vào việc mô tả hệ thống ba pha vì:

$$(x_3) = X_m \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\xi & -\sin\xi \\ \sin\xi & \cos\xi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = X_m C_{32} P(\xi) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (8-9)$$

Ta nhận thấy rằng kết quả này có thể được biểu diễn bằng sơ đồ rất thuận tiện cho các nghiên cứu về sau (hình 8.1)



Hình 8.1. Sơ đồ chức năng gắn với hệ thống ba pha

8.1.4 Biến đổi Concordia và biến đổi Park

Với các ma trận định nghĩa ở trên ta có thể xác định các biến đổi, nghĩa là các thay đổi hệ tọa độ, rất thích hợp với các máy điện xoay chiều ba pha.

Theo định nghĩa dạng khai triển của biến đổi Concordia là

$$(x_3) = (T_{31})x_0 + (T_{32})(x_2) \quad (8-10)$$

Dưới dạng các đại lượng ba pha

$$(x_3) = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{sang } X_0 \text{ và } (X_2), \text{ ở đây } x_0 \text{ và } (x_2) = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

là các thành phần đối xứng thứ tự không và các thành phần hai pha theo nghĩa Concordia.

Biến đổi Park tổng quát nhận được sau phép quay của các đại lượng ba pha

$$(x_2) = P(\xi)(X_{dq}) \quad (8-11)$$

Với $(x_{dq}) = \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}$ là các vectơ thành phần, x_d là biến dọc trục,

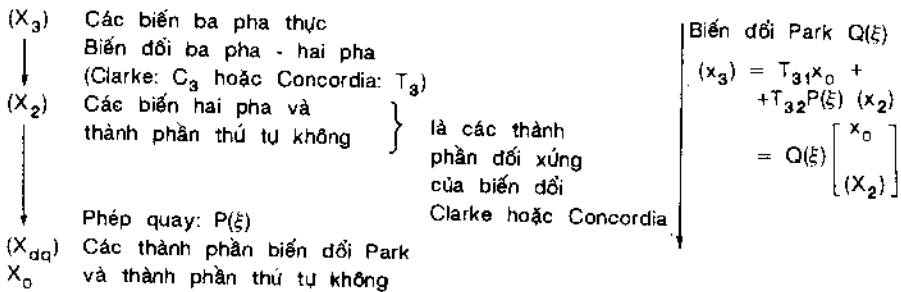
x_q là biến ngang trục

$$(x_3) = (T_{31})x_0 + (T_{32})P(\xi)(x_{dq}) \quad (8-12)$$

Gọi $Q(\xi) = (T_{31}, T_{32} P(\xi))$, là ma trận biến đổi Park có biểu thức

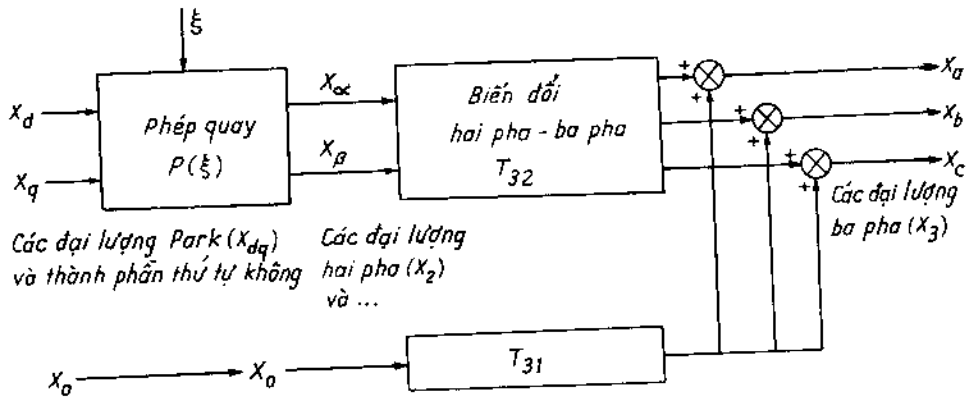
$$Q(\xi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \xi & -\sin \xi \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\xi - 2\pi/3) & -\sin(\xi - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\xi + 2\pi/3) & -\sin(\xi + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Ta có thể tóm tắt quá trình biến đổi bằng sơ đồ hình 8.2



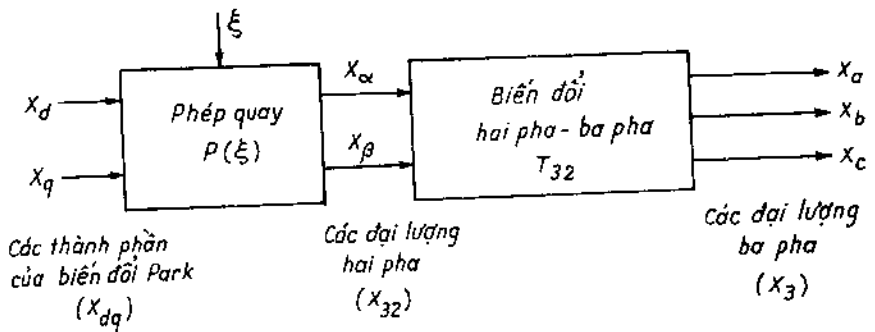
Hình 8.2. Sơ đồ biến đổi Park.

Ta có thể phối hợp các biến đổi trên hình 8.2 thành sơ đồ chức năng hình 8.3



Hình 8.3. Sơ đồ chức năng của biến đổi Park.

Khi thành phần thứ tự không $x_0 = 0$ sơ đồ chức năng hình 8.3 mô tả nguyên lý điều khiển vectơ để điều khiển máy điện không đồng bộ, đồng bộ và các bộ biến đổi. Tiếp theo cần phải đưa ra các tính toán cần thiết tiến hành trong thời gian thực.



Hình 8.4. Sơ đồ chức năng biến đổi Park khi thành phần thứ tự không bằng không.

Ta cũng có thể thực hiện biến đổi ngược, đầu tiên đối với các thành phần đối xứng Concordia

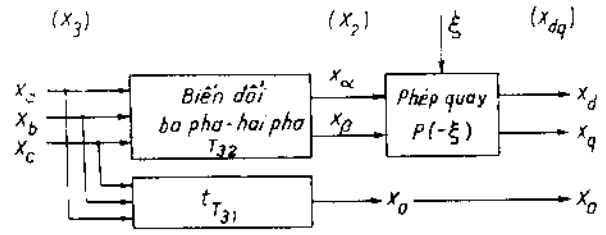
$$x_0 = {}^1T_{31}(x_3), (x_2) = {}^1T_{32}(x_3) \quad (8-13)$$

và các thành phần của biến đổi Park

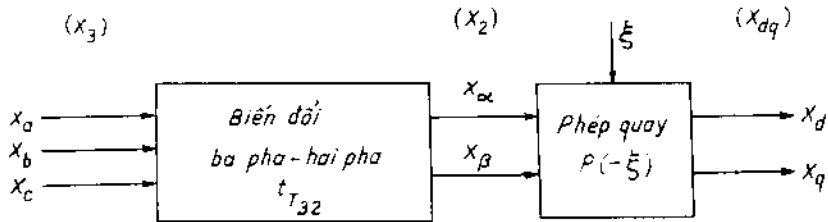
$$(x_{dq}) = P(-\xi)(x_2), \text{ hoặc } (x_{dq}) = P(-\xi) {}^1T_{32}(x_3) \quad (8-14)$$

Từ đó ta suy ra sơ đồ chức năng biến đổi ngược Park như sau

Trường hợp thành phần thứ tự không bằng không ta có sơ đồ đơn giản hình 8.6. Sơ đồ này cho thấy nguyên lý tính toán nên nhanh trong thời gian thực nếu ta muốn xác định các đại lượng Park (bên trong) theo các đại lượng ngoài đo được. Ta gọi quá trình này là xây dựng lại trạng thái của thiết bị.



Hình 8.5. Sơ đồ chức năng biến đổi ngược Park.

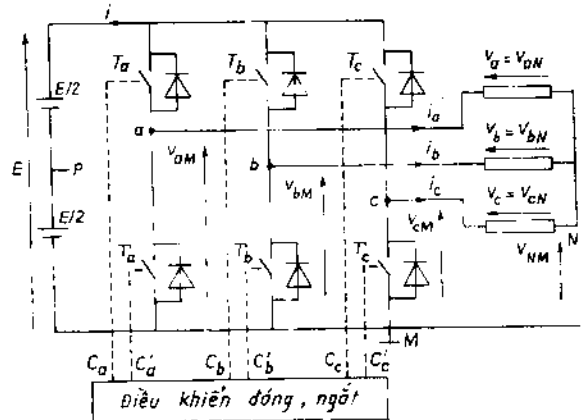


Hình 8.6. Sơ đồ biến đổi ngược Park, thành phần thứ tự không bằng không.

8.2 CẤU TRÚC VÀ MÔ HÌNH HÓA CÁC BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

8.2.1 Giới thiệu chung

Ta xét một bộ biến đổi thường gặp là bộ nghịch lưu áp ba pha cấp điện cho một tải hình sao (hình 8.7). Bộ nghịch lưu được điều khiển bằng các đại lượng logic. Ta gọi T_i và T'_i là các tranzito (giả thiết là các chuyển mạch lý tưởng), C_i và C'_i là các điều khiển tương ứng với các tranzito. Xét trường hợp điều khiển luân phiên



Hình 8.7. Nghịch lưu áp ba pha cung cấp cho máy điện xoay chiều.

($C_i = C'_i$) ta có

- nếu $C_i = 1$, T_i dẫn và T'_i hở mạch,
- nếu $C_i = 0$, T_i hở mạch và T'_i dẫn.

Tùy theo trường hợp các điện áp lấy theo chuẩn P là điểm giữa của nguồn E hoặc theo M là nhánh nguồn hoặc N là trung tính của tải.

8.2.2 Mô hình và biến đổi Concordia điện áp

Ta xác định các vectơ điện áp ba pha và vectơ biến điều khiển, bây giờ được coi là các biến đại số, lấy giá trị 0 hoặc 1.

$$\begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aM} \\ v_{bM} \\ v_{cM} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{aP} \\ v_{bP} \\ v_{cP} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{a1} \\ C_{b1} \\ C_{c1} \end{pmatrix} E \quad (8-15)$$

Các điện áp đối với gốc M hoặc P để biết, ví dụ với pha đầu tiên

$$v_{aM} = C_{a1} E \text{ và } v_{aP} = (C_{a1} - 1/2) E.$$

với ba pha

$$\begin{pmatrix} v_{3M} \end{pmatrix} = (C_{31})E \text{ và } \begin{pmatrix} v_{3P} \end{pmatrix} = (C_{31} - \frac{1}{2}C_{31})E$$

Vấn đề là cần tìm điện áp pha trên tải ví dụ $v_{a1} = v_{aN}$. Ta nhận thấy chưa biết các điện áp pha trên động cơ (v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}), ta mới chỉ biết các điện áp dây.

$$\begin{pmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aM} - v_{bM} \\ v_{bM} - v_{cM} \\ v_{cM} - v_{aM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{aP} - v_{bP} \\ v_{bP} - v_{cP} \\ v_{cP} - v_{aP} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{a1} - C_{b1} \\ C_{b1} - C_{c1} \\ C_{c1} - C_{a1} \end{pmatrix} E \quad (8-16)$$

Ta không thể nghịch đảo được hệ thống này. Ở đây giả thiết thành phần thứ tự không bằng không

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0 \text{ hoặc } v_{TN} = 0 \quad (8-17)$$

ta được kết quả quen biết:

$$\begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{aM} \\ v_{bM} \\ v_{cM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} C_{a1} \\ C_{b1} \\ C_{c1} \end{pmatrix} E \quad (8-18)$$

Ta có thể thay thế các điện áp v_{aP} vào các điện áp v_{aM} . Tính toán giải tích cho phép chứng minh các kết quả sau đây:

$${}^1(T_{32})(v_3) = {}^1(T_{32})(v_{3M}) = {}^1(T_{32})(C_3)E \quad (8-19)$$

Áp dụng biến đổi Concordia (8.10) cho các điện áp này ta được:

$$(v_2) = {}^1(T_{32})(v_3) = {}^1(T_{32})(v_{3M}) = {}^1(T_{32})(C_3)E \quad (8-20)$$

Ta tìm được các biểu thức cơ bản xác định (v_3) từ các biểu thức (8-10) và (8-20)

$$(v_2) = (T_{31})v_0 + (T_{32})\cdot{}^1(T_{32})(C_3)E \quad (8-21)$$

Nếu thành phần thứ tự không

$$V_0 = 0 \quad (8-22)$$

ta được:

$$(v_3) = T_{32}(v_2) = T_{32}\cdot{}^1T_{32}(v_{3M}) = T_{32}\cdot{}^1T_{32}(C_3)E \quad (8-23)$$

cho phép chứng minh ma trận trong (8-13) được phân tích bằng:

$$T_{32}\cdot{}^1T_{32} = \begin{vmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{vmatrix} \quad (8-24)$$

Các đại lượng hai pha là:

$$(v_2) = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = {}^1T_{32}(v_{3M}) = {}^1T_{32}(C_3)E = (C_2)E \quad (8-25)$$

ở đây vectơ điều khiển hai pha được định nghĩa bằng $(C_2) = {}^1T_{32}(C_3)$. Cuối cùng điện áp trung tính bằng:

$$v_{NM} = (v_{aM} + v_{bM} + v_{cM})/3 = (1/3)\cdot{}^1C_{31}\cdot(v_{3M}) \quad (8-26)$$

8.2.3 Giá trị điện áp và dòng điện

Bảng 8.1 cho các giá trị điện áp và dòng điện theo các giá trị biến logic

Bảng 8.1 Giá trị điện áp và dòng điện trong nguồn E theo các giá trị biến logic

Biến logic	Điện áp dây			Điện áp trung tính	Điện áp pha			Dòng một chiều
C_a C_b C_c	$v_a - v_b$	$v_b - v_c$	$v_c - v_a$	$v_N - v_M$	v_a	v_b	v_c	i
0 0 0	0	0	0	0	0	0	0	0
1 0 0	E	0	-E	E/3	2E/3	-E/3	-E/3	i_a
1 1 0	0	E	-E	2E/3	E/3	E/3	-2E/3	$-i_c$
0 1 0	-E	E	0	E/3	-E/3	2E/3	-E/3	i_b
0 1 1	-E	0	E	2E/3	-2E/3	E/3	E/3	$-i_a$
0 0 1	0	-E	E	E/3	-E/3	-E/3	2E/3	i_c
1 0 1	E	-E	0	2E/3	E/3	-2E/3	E/3	$-i_b$
1 1 1	0	0	0	0	0	0	0	0

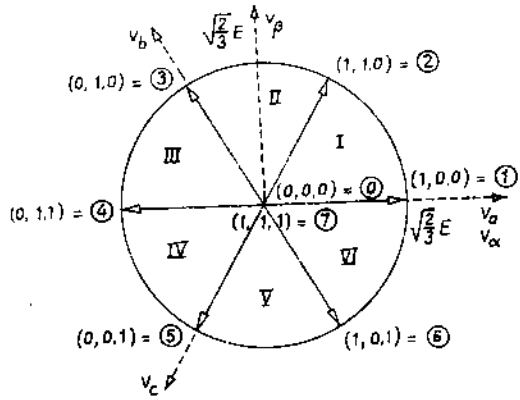
Bảng 8.2 cho các giá trị của các biến hai pha

Bảng 2 Các giá trị của các biến hai pha

N ^o (1)	Các biến logic			Điện áp hai pha		
	C _a	C _b	C _c	[v _α v _β]		
0	0	0	0	0	E	
1	1	0	0	1		0
2	1	1	0	1/2		√3/2
3	0	1	0	-1/2		√3/2
4	0	1	1	-1		0
5	0	0	1	-1/2		-√3/2
6	1	0	1	1/2		-√3/2
7	1	1	1	0	0	

(1) Số tương ứng với hình vẽ 8.8

Ta nhận thấy các vectơ thành phần [v_α, v_β] có môđun $\sqrt{2/3} E$ và phân bố trên hình lục giác đều (hình 8.8). Nếu ta đặt các trục tương ứng theo các điện áp v_a, v_b, v_c lên giản đồ trên thì hệ thống điện áp ba pha viết theo hệ tọa độ hai pha (α, β) sẽ nhận được bằng cách chiếu các đầu mút vectơ điện áp tương ứng lên ba trục đó và nhân với $\sqrt{2/3}$.



Hình 8.8. Biểu đồ hình học trong tọa độ (α, β) các điện áp bộ nghịch lưu có thể phát.

8.2.4 Mô hình đối với dòng điện

Theo định luật dòng điện tại các nút ta được:

$$i = C_a i_a + C_b i_b + C_c i_c = {}^1(C_3)(i_3) \quad (8-27)$$

Mặt khác dòng điện các pha $i_a + i_b + i_c = 0$ và dòng điện thứ tự không bằng $i_0 = 0$.

Các thành phần đối xứng Concordia của dòng điện là:

$$(i_3) = T_{32}(i_2) \quad (8-28)$$

Từ đó suy ra biểu thức của dòng điện một chiều là:

$$i = {}^1(C_3)(i_3) = {}^1(C_3).T_{32}(i_2) = {}^1(C_2)(i_2) \quad (8-29)$$

8.2.5 Công suất truyền tải

Công suất tức thời do tải thu là:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = {}^1(v_3)(i_3) \quad (8-30)$$

Biểu diễn (v_3) theo các điều khiển ta được:

$$p = E[C_a \ C_b \ C_c] \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Vì $i_a + i_b + i_c = 0$, ta có $2i_a/3 - i_b/3 - i_c/3 = i_a$
 từ đó suy ra công suất tức thời

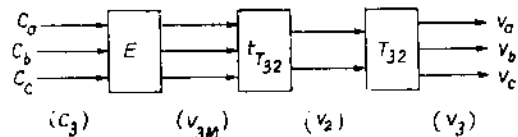
$$p = E[C_a \ C_b \ C_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = Ei \quad (8-31)$$

Bộ biến đổi chuyển toàn bộ công suất vào (phía một chiều) thành công suất ra (phía xoay chiều) và không phụ thuộc vào điều khiển.

8.2.6 Sơ đồ chức năng

a) Trường hợp nguồn lý tưởng

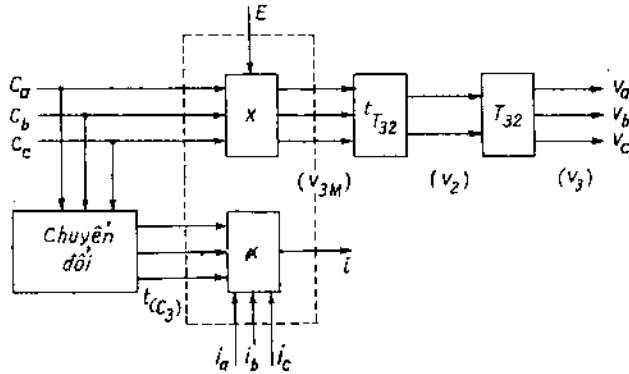
Hình 8.9 biểu diễn sơ đồ chức năng của việc mô hình hóa bộ biến đổi. Ta có thể xác định quan hệ giữa điều khiển ba pha (C_a, C_b, C_c) và đầu ra hai pha (v_2) hoặc đầu ra ba pha (v_3) . Sơ đồ này mô hình hàm truyền theo điện áp khi nguồn E là lý tưởng.



Hình 8.9 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu, trường hợp nguồn một chiều E là lý tưởng.

b) Trường hợp nguồn không lý tưởng

Nếu nguồn E là không lý tưởng cần phải mô hình hóa hàm truyền theo điện áp và dòng điện và một sơ đồ chức năng được cho trên hình 8.10. Trong trường hợp này mô hình bộ biến đổi phải có thêm mô hình tải và mô hình của nguồn. Hình 8.11 là ví dụ cấu trúc dưới dạng tổng quát.

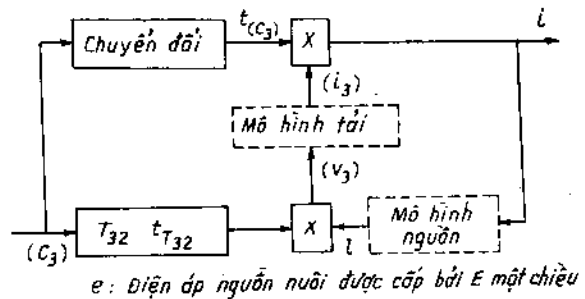


Hình 8.10 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu, trường hợp nguồn một chiều không lý tưởng. X biểu diễn phép nhân.

Ta thấy rằng hệ thống là phi tuyến có liên hệ giữa đầu vào và đầu ra.

8.2.7 Các chiến lược điều khiển bộ nghịch lưu

Các bộ nghịch lưu áp có thể được điều khiển theo nhiều phương pháp, ứng với các cấu trúc cụ thể. Nếu bộ nghịch lưu chỉ có thể chuyển



Hình 8.11 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu khi nguồn một chiều không lý tưởng.

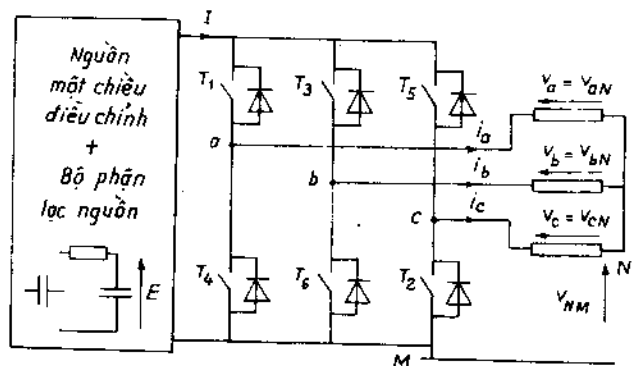
e: Điện áp nguồn nuôi được cấp bởi *E* một chiều

mạch ở tần số thấp, sẽ được điều khiển toàn sóng, tín hiệu điều khiển sẽ là tần số mong muốn ở đầu ra và nguồn một chiều phải được điều chỉnh (bộ chỉnh lưu tiristo hoặc bộ băm). Ngược lại nếu bộ nghịch lưu có thể chuyển mạch ở tần số cao sẽ được điều khiển bằng điều biến độ rộng xung, cho phép đồng thời điều chỉnh cả biên độ và tần số và nguồn một chiều có thể là không đổi (cầu diốt). Cũng có thể cần một chiến lược trung gian: nếu bộ nghịch lưu phải chuyển mạch ở tần số trung bình thời điểm chuyển mạch được tính toán một cách tối ưu để hạn chế các sóng hài. Các chiến lược điều khiển khác nhau có thể được thực hiện độc lập hoặc phối hợp với nhau. Đó là trường hợp của nhiều sơ đồ nghịch lưu công nghiệp có chiến lược chuyển mạch được lập trình trước bằng điều biến độ rộng xung.

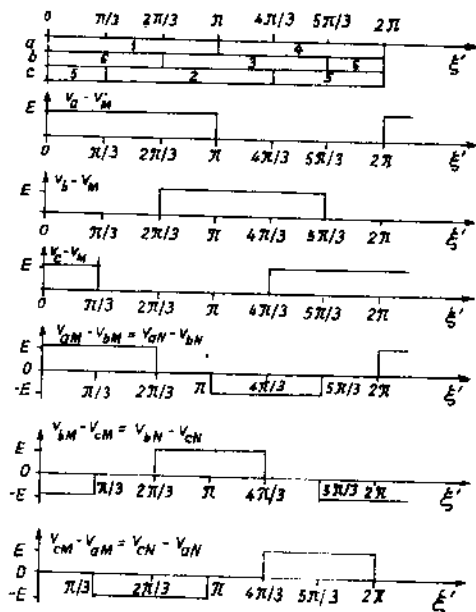
8.3 ĐIỀU KHIỂN TOÀN SÓNG BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

8.3.1 Dạng sóng

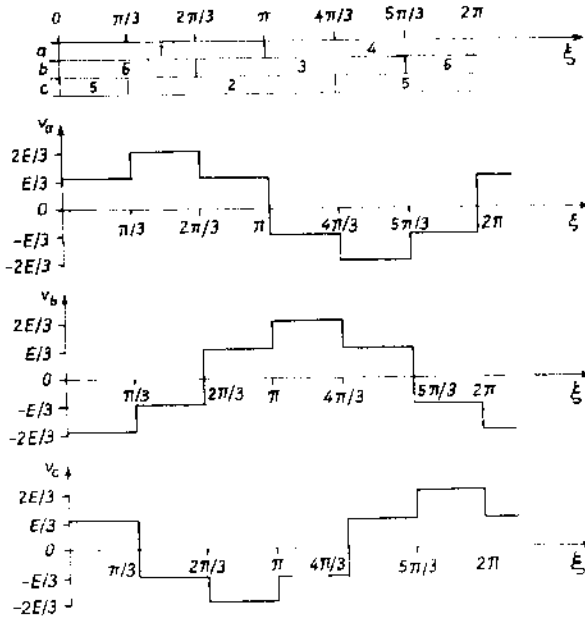
Trong các điều khiển này các chuyển mạch được đóng mở luân phiên trong một nửa chu kỳ. Giả thiết nguồn lý tưởng cung cấp điện áp một chiều không đổi (hoặc biến thiên chậm). E được điều chỉnh qua một tầng trung gian.



Hình 8.12 Bộ nghịch lưu áp ba pha cung cấp cho tải dòng điện xoay chiều theo điều khiển toàn sóng.



Hình 8.13 Biểu đồ thời gian trạng thái các phần tử chuyển mạch khi điều khiển toàn sóng và các điện áp dây



Hình 8.14 Các điện áp pha do bộ nghịch lưu cung cấp khi điều khiển toàn sóng.

Theo các bảng 8.1 và 8.2, hình 8.12 cho sơ đồ bộ nghịch lưu với đánh số các khóa chuyển mạch theo thứ tự 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 với các $\pi/3$ hoặc 60° .
Ta có:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \bar{C}_4 = C_a \\
 C_3 &= \bar{C}_6 = C_b \\
 C_5 &= \bar{C}_2 = C_c
 \end{aligned}
 \tag{8-32}$$

Hình 8.13 là trạng thái các phần tử chuyển mạch, dạng sóng của các điện áp v_{aM} , v_{bM} , v_{cM} và điện áp dây v_{aN} - v_{bN} và hình 8.14 là dạng điện áp pha v_{aN} , v_{bN} , v_{cN} .

8.3.2 Quy luật điều khiển

Sơ đồ chức năng cho trên hình 8.15

a) Điều khiển vô hướng

Đó là trường hợp điều khiển theo U/f của động cơ không đồng bộ, trong đó góc ξ' có dạng

$$\xi' = \omega t + \xi'_{0'} \quad (8-33)$$

Trong thực tế khi ω biến thiên, góc ξ' là tích phân của ω (hình 8.15a)

$$\xi' = \int_0^t \omega(t') dt' + \xi'_{0'} \quad (8-34)$$

b) Điều khiển vectơ

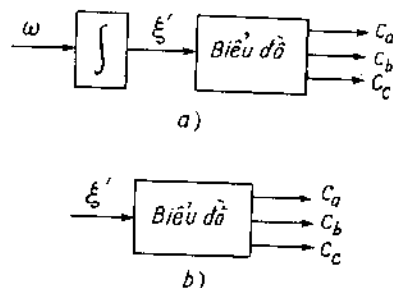
Trong trường hợp này góc ξ' được xác định một cách tức thời (hình 8.15b) bằng đo đạc hoặc bằng tính toán. Ví dụ trường hợp điều khiển tự động máy điện đồng bộ

$$\xi' = p\theta + \xi'_{0'} \quad (8-35)$$

Với θ là vị trí rôto

p là số đôi cực

$\xi'_{0'}$ góc do người thiết kế điều khiển chọn.



Hình 8.15 Sơ đồ chức năng điều khiển vô hướng và điều khiển vectơ.
a) Điều khiển vô hướng; b) Điều khiển vectơ.

8.3.3 Mô hình hóa theo các giá trị tức thời

Các sơ đồ chức năng trên hình 8.9, 8.10 và 8.11 phải bổ sung thêm sơ đồ hình 8.15. Sơ đồ này tương đối phức tạp nhưng rất chặt chẽ, có thể giảm nhẹ nếu ta giả thiết chỉ xét điều hòa bậc nhất.

8.3.4 Lý thuyết điều hòa bậc nhất

a) Nguyên lý

Bộ nghịch lưu thực tế được thay thế bằng bộ nghịch lưu lý tưởng, tạo nên hệ thống ba pha hình sin lý tưởng có biên độ bằng điều hòa bậc nhất của bộ nghịch lưu thực.

Ta ký hiệu \tilde{X} là giá trị gần đúng của X theo nghĩa gần đúng điều hòa bậc nhất. Điều hòa bậc nhất của điện áp pha đặt vào bộ nghịch lưu ở pha thứ nhất của máy có biểu thức trong tọa độ

$$\xi' - \pi/2 = \xi$$

$$v_{aN}(\xi) = (2E/\pi)\cos(\xi' - \pi/2) = (2E/\pi)\cos\xi \quad (\text{hình 8.16})$$

vì biên độ sóng cơ bản là

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{2}{2\pi} 4 \int_0^{\pi/2} v_a(\xi) d\xi = \\
 &= \frac{2}{2\pi} 4 \left[\int_0^{\pi/6} \frac{2E}{3} \cos\xi d\xi + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{E}{3} \cos\xi d\xi \right] = \frac{2}{\pi} E
 \end{aligned} \tag{8-36}$$

Điện áp ba pha của bộ nghịch lưu cung cấp cho động cơ là:

$$(v_{3N}) = (2 E/\pi) C_{32} P(\xi - \pi/2) \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{8-37}$$

hoặc có thể viết

$$(v_{3N}) = (2 E/\pi) C_{32} P(\xi) \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix} = (\sqrt{6} E/\pi) T_{32} P(\xi) \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{8-38}$$

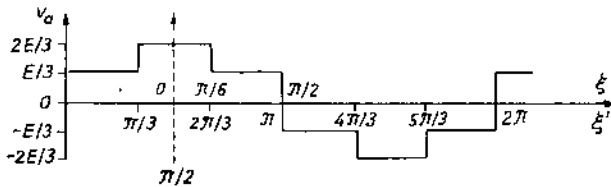
b) Biến đổi Park của điện áp ba pha

Biến đổi Park của điện áp ba pha (V_{3N}) được xác định bằng

$$(v_{3N}) = T_{32} P(\xi_1) \begin{Bmatrix} v_d \\ v_q \end{Bmatrix} \tag{8.39}$$

ở đây góc ξ_1 là tùy ý. Ta dễ dàng dẫn ra biểu thức điện áp theo tọa độ Park

$$\begin{Bmatrix} v_d \\ v_q \end{Bmatrix} = (\sqrt{6} E/\pi) P(\xi - \xi_1) \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix} \tag{8.40}$$



Hình 8.16 Điện áp pha khi điều khiển toàn sóng, thay đổi hệ tọa độ $\xi = \xi' - \pi/2$.

$$\text{Nếu ta chọn tọa độ: } \xi_1 = \xi \tag{8-41}$$

$$v_d = (\sqrt{6}/\pi)E \tag{8-42}$$

$$v_q = 0 \tag{8-43}$$

Đó là tọa độ đồng bộ với điện áp nguồn và trong tọa độ này điện áp nguồn một chiều bằng điện áp trục d (nhân với hằng số).

c) Cân bằng công suất và dòng điện

Công suất tức thời có thể được viết bằng

$$p = \sqrt{3} (v_3) (i_3) = v_d i_d + v_q i_q = (\sqrt{6}/\pi) E i_d \tag{8-44}$$

Coi công suất tức thời luôn bảo toàn có:

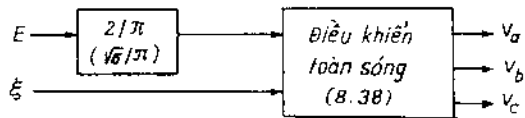
$$p = E i \tag{8-45}$$

$$\text{do đó dòng điện } i = (\sqrt{6}/\pi) i_d \tag{8-46}$$

Trong hệ tọa độ này dòng điện trên đường dây một chiều bằng dòng điện trực d.

d) Sơ đồ chức năng

Với giả thiết điều hòa bậc nhất ta có sơ đồ hình 8.17. Nếu góc ξ xác định theo giá trị tức thời, đó là điều khiển vectơ. Nếu góc ξ được xác định theo tốc độ góc ω hoặc $f\omega dt$, đó là điều khiển vô hướng. Nếu ξ được đồng bộ với vị trí hoặc tốc độ động cơ xoay chiều đó là tự điều chỉnh vị trí (autopilot).



Hình 8.17 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu áp toàn sóng điều khiển vectơ.

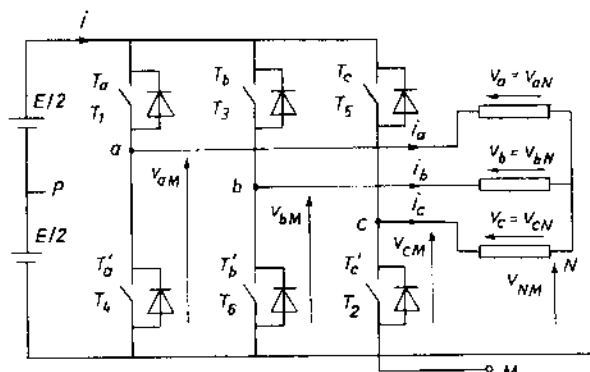
8.4 ĐIỀU KHIỂN VỚI CÁC ĐIỀU BIẾN XÁC ĐỊNH TRƯỚC

Sơ đồ tương ứng hình 8.18

8.4.1 Nguyên lý

a) Dạng sóng và khai triển theo chuỗi Fourier

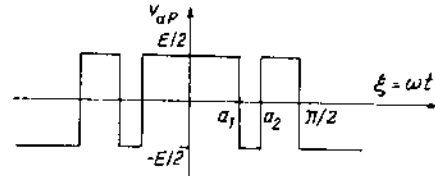
Đây là sự cải tiến của điều khiển toàn sóng còn chứa nhiều điều hòa. Khi điều khiển chủ yếu dùng trong chế độ xác lập một chiến lược kinh điển là xác định trước các góc chuyển mạch



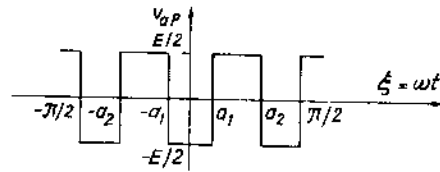
T₁ ... T₅ ký hiệu điều biến toàn sóng
T₆ ... T₆ ký hiệu chế độ quá độ

Hình 8.18 Bộ nghịch lưu áp ba pha cung cấp cho máy điện xoay chiều.

sao cho có được biên độ sóng cơ bản và giảm thiểu các điều hòa bậc cao. Ví dụ với pha đầu tiên của hệ thống ba pha xác định trên hình 8.19, trong đó ta chọn hai chuyển mạch điều chỉnh được trong một phần tư chu kỳ (hoặc 12 chuyển mạch trong một chu kỳ). Góc chuyển mạch được ký hiệu là α_1 và α_2 . Nếu có chuyển mạch ở $\xi = \pi/2$ không tham gia vào điều chỉnh. Ta biểu diễn điện áp nhận được theo điểm giữa của nguồn một chiều (hình 8.18) với một điều



a) Trạng thái logic +1



b) Trạng thái logic ban đầu

Hình 8.19 Ví dụ điều biến $C = 2$ góc chuyển mạch điều khiển một phân tử chu kỳ.

biến trạng thái ban đầu +1 (hình 8.19a) và một điều biến trạng thái 0 (hình 8.19b). Ta sẽ biểu diễn các tín hiệu này theo khai triển Fourier và chỉ dẫn chú ý tới các tín hiệu đối xứng. Trong các hình 8-19a và 8-19b các hàm đối xứng cosin: hàm chẵn và các bậc h của các điều hòa bậc lẻ $h = 2k + 1$

$$v_{\alpha P}(x) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} \cosh x \quad (8-47)$$

Với $x = \omega t$

và

$$V_{mh} = (\pm 1) \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \frac{1}{h} [2 \sin h \alpha_1 - 2 \sinh \alpha_2 + (-1)^k] \quad (8-48)$$

Dấu ban đầu (± 1) là +1 nếu trạng thái logic ban đầu là +1 và -1 nếu trạng thái logic ban đầu là 0. Ta có thể tổng quát hóa C chuyển mạch điều chỉnh trong một phần tư chu kỳ:

$$V_{mh} = (\pm 1) \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \frac{1}{h} [(-1)^{C+k} + \sum_{i=1}^C (-1)^i 2 \sinh \alpha_i] \quad (8-49)$$

Điện áp ba pha bằng:

$$\begin{aligned} v_{\alpha P} &= \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} \cos h x \\ (v_{3P}) &= v_{bP} = \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} \cos h(x - 2\pi/3) \\ v_{cP} &= \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} \cosh(x + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (8-50)$$

Ta có thể xác định ma trận C_{32h} bằng

$$C_{32h} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \cos \frac{2\pi}{3} h & \sin \frac{2\pi}{3} h \\ \cos \frac{2\pi}{3} h & -\sin \frac{2\pi}{3} h \end{vmatrix} \quad (8-51)$$

và viết dưới dạng thừa số:

$$(v_{3P}) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} C_{32h} \begin{vmatrix} \cosh x \\ \sinh x \end{vmatrix} \quad (8-52)$$

Bộ nghịch lưu cung cấp cho động cơ các điện áp dây:

$$\begin{vmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix} (v_{3P}) \quad (8-53)$$

Sau một số biến đổi lượng giác ta được dạng thừa số

$$\begin{vmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{vmatrix} = \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} 2 \sin \frac{\pi}{3} h \begin{vmatrix} \sin \frac{\pi}{3} h & -\cos \frac{\pi}{3} h \\ 0 & 2 \cos \frac{\pi}{3} h \\ -\sin \frac{\pi}{3} h & -\cos \frac{\pi}{3} h \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cosh x \\ \sinh x \end{vmatrix} \quad (8-54)$$

$\sin \frac{\pi}{3} h$ bằng 0 nếu h là bội ba, sơ đồ loại trừ được các điều hòa bộ ba. Do vậy ta không cần phải tính đến các điều hòa này nữa khi tìm góc chuyển mạch.

Các điều hòa còn lại có dạng

$$h = 6k \pm 1 = 6k + \epsilon_h \quad (8-55)$$

với $\epsilon_h = \pm 1$;

$$\sin \frac{\pi}{3} h = \epsilon_h \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{và} \quad \cos \frac{\pi}{3} h = \frac{1}{2}$$

Công thức (8-54) trở thành:

$$\begin{vmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{vmatrix} = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{3} \epsilon_h V_{mh} \begin{vmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \epsilon_h & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \epsilon_h & -\frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cosh x \\ \sinh x \end{vmatrix} \quad (8-56)$$

Ta có thể chứng minh rằng khai triển của (v_{3N}) cũng tương tự khai triển (v_{3P}) , không có các thành phần bội ba, nghĩa là:

$$(v_{3N}) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{mh} C_{32h} \begin{cases} \cosh x' \\ \sinh x' \end{cases} \quad h = 6k \pm 1 \quad (8-57)$$

Hình 8.20 là ví dụ dạng sóng điện áp và dòng điện, trong trường hợp điều biến $C = 5$ chuyển mạch.

b) Loại bỏ các điều hòa

Ta tìm cách loại bỏ các điều hòa bậc thấp nhất gây ra mômen đập mạch và làm méo dòng điện. Hợp lý là điều chỉnh hai góc chuyển mạch α_1 và α_2 . Ta có thể cố định sóng cơ bản V_{m1} và loại bỏ điều hòa bậc 5. Ta có phương trình với các giá trị α_1 và α_2 .

$$V_{m1} = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} (2 \sin \alpha_1 - 2 \sin \alpha_2 + 1) \quad (8-58)$$

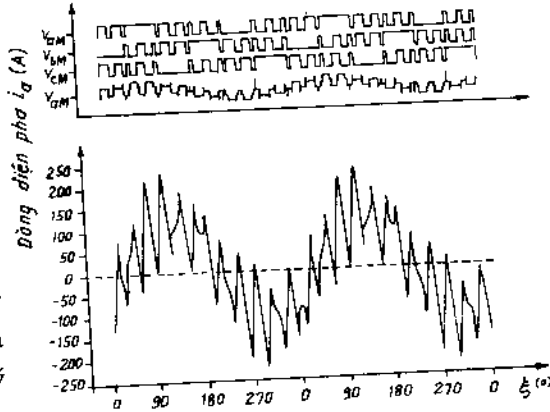
$$V_{m5} = 0 = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2} \frac{1}{5} (2 \sin 5\alpha_1 - 2 \sin 5\alpha_2 + 1) \quad (8-59)$$

Với C là các góc chuyển mạch, ta có thể điều chỉnh điều hòa cơ bản và loại bỏ các điều hòa $C - 1$. Vì không có nghiệm giải tích, ta có thể xác định các ràng buộc $\alpha_1 > 0$, $\alpha_2 < 90^\circ$ và $\alpha_1 + 1 > \alpha_2$.

Bảng 8.3 cho theo trường hợp điều biến với $C = 4$ chuyển mạch, (trạng thái logic ban đầu = 1). Ta xác định hai thông số điều chỉnh hoặc tỷ số điều biến.

$$\text{Thông số thứ nhất là } M = \frac{V_1}{V_{1dm}}$$

trong đó V_1 là điện áp pha hiệu dụng và V_{1dm} là điện áp định mức. Thông



Tần số định mức: 50Hz
 Nguồn cung cấp: 35Hz
 Điều biến: $C = 5$

Hình 8.20. Dạng sóng điện áp và dòng điện pha động cơ 60 kW.

số thứ hai $m = V_{m1}/E$. Nếu điện áp lưới tương ứng với điện áp định mức của động cơ $m = \frac{M\pi}{3\sqrt{3}}$.

Bảng 8.3 Loại bỏ các điều hòa

m	0,294	0,352	0,411	0,470	0,528	0,587
" ₁	12,10°	12,13°	11,86°	12,05°	11,54°	1,88°
" ₂	23,82°	22,27°	20,24°	18,26°	15,25°	3,00°
" ₃	57,36°	60,04°	63,33°	67,26°	70,91°	75,22°
" ₄	66,54°	67,06°	68,38°	71,56°	75,28°	80,51°
ν_{13}	0,70	0,35	0,52	0,51	0,37	0,02
ν_{17}	0,95	0,63	0,63	0,42	0,26	0,01
l_{harm}	0,156	0,14	0,11	0,08	0,05	0,01

$c = 4$ chuyển mạch trong một phần tư chu kỳ

Trạng thái logic ban đầu +1

Trong ví dụ minh họa ở bảng 3 ta tìm cách điều chỉnh biên độ của điều hòa bậc nhất (xác định bằng m) và loại bỏ các điều hòa bậc 5,7 và 11. Các thông số ν_{13} và ν_{17} cho theo các điều hòa sau đây:

$$\nu_{13} = V_{m13}/V_{m1}$$

$$\nu_{17} = V_{m17}/B_{m1}$$

Ta nhận thấy sự thay đổi của các góc đều đặn và bị gián đoạn một chút, Ta cũng nhận thấy việc loại bỏ các điều hòa đầu tiên đã loại bỏ các biên độ lớn với các điều hòa bậc cao.

Các tính toán phải được tiến hành gián tiếp và các kết quả được lưu giữ trong bộ nhớ. Ta có thể nhớ góc chuyển mạch hoặc đưa vào bộ nhớ các điều kiện đơn giản và nhanh nhất trong lúc thực hiện. Thật vậy, trong trường hợp làm rời rạc trạng thái của bộ biến đổi trong các khoảng bằng $\frac{\pi/2}{2^n}$, n là số bit. Việc số hóa gây sai số ví dụ với 8 bit có sai số $90^\circ/256$

$= 0,35^\circ$. Các nghiệm số phải tính đến sai số này như một điều kiện ràng buộc bổ sung.

c) Tối ưu hóa tổ hợp bộ biến đổi - động cơ không đồng bộ

Việc loại bỏ một số điều hòa được thực hiện để loại bỏ phần lớn các điều

hòa bậc cao. Khi bộ nghịch lưu dùng để cung cấp cho một máy cụ thể, đặc biệt với động cơ không đồng bộ công suất lớn có yêu cầu chất lượng của mômen phải rất tốt. Ta thường mong muốn xác định góc chuyển mạch tối ưu đến với tổ hợp bộ biến đổi và động cơ điện bởi vì việc tối ưu hóa liên quan đến nhiều điều hòa và các ảnh hưởng quan trọng của nó mà người thiết kế cho rằng đặc biệt nguy hiểm. Thuật toán tối ưu kinh điển theo phương pháp gradient liên hợp có thể là công cụ tốt để giải các phương trình phi tuyến ở trên hoặc thay các ràng buộc (biên độ các điều hòa bằng không) bằng việc thực hiện biên độ các điều hòa cực tiểu.

Các tài liệu cho các ví dụ nghiên cứu thời điểm chuyển mạch của bộ nghịch lưu GTO 2 và 3 mức được tính toán theo các tiêu chuẩn tối ưu khác nhau, khi vẫn tôn trọng các ràng buộc kỹ thuật ban đầu:

- Các điều hòa bậc thấp có thể tạo nên các điểm có dòng điện lớn cần phải loại bỏ
- Cần phải tôn trọng tần số chuyển mạch cực đại để tránh tổn hao chuyển mạch lớn, điều đó dẫn đến thời gian tối thiểu giữa hai chuyển mạch liên tiếp.
- Cần đưa vào thời gian chết để tôn trọng động học riêng của các bộ chuyển mạch.
- Cũng cần tôn trọng tần số chuyển mạch tối thiểu để duy trì dạng sóng, điều này cho phép hai chuyển mạch liên tiếp khá gần nhau.
- Cần phải giảm thiểu sự méo dòng điện pha của động cơ, thành phần dòng điện điều hòa I_{harm} được định nghĩa

$$I_{harm} = \frac{I}{I_1} - 1 \quad (8-60)$$

Ở đây I là dòng điện hiệu dụng I_1 là trị số hiệu dụng của dòng điện điều hòa bậc nhất. Với I_{mh} là biên độ điều hòa bậc h của dòng điện ta được:

$$2(I_{eff})^2 = \sum_{h=1}^{\infty} (I_{mh})^2 \quad (8-61)$$

Thường thường đối với các điều hòa bậc cao cảm kháng $L\omega$ là tiêu chuẩn của máy phụ thuộc vào tình trạng tải. Ta có thể xác định độ méo dòng điện

$$r = \sum_{h>1} \sigma_h (I_{mh}/I_d)^2 = \frac{1}{V_{m1}^2} \sigma_h \sum_{h>1} (V_{mh}/h)^2 \quad (8-62)$$

ở đây I_d là dòng mở máy,

σ_h là hệ số, nói chung bằng 1 nhưng có thể lớn hơn nếu muốn giảm thiểu một điều hòa đặc biệt nguy hiểm.

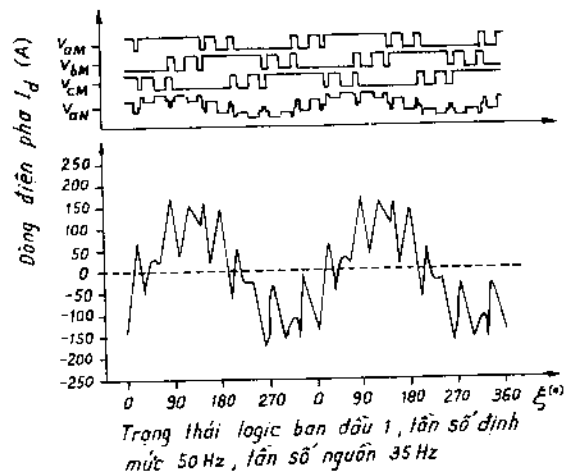
- Trường hợp số chuyển mạch nhỏ ta thấy có các đỉnh dòng điện lớn cần phải giảm thiểu.

- Cuối cùng cũng cần giảm thiểu sự đập mạch của mômen có tần số bội 6 do các điều hòa $h = 6k \pm 1$. Các tiêu chuẩn giảm thiểu là

$$C_{red\ h} = \frac{I_{m6k-1} - I_{m6k+1}}{I_d} \quad (8-63)$$

$C_{red\ h}$ - tiêu chuẩn giảm thiểu bậc h

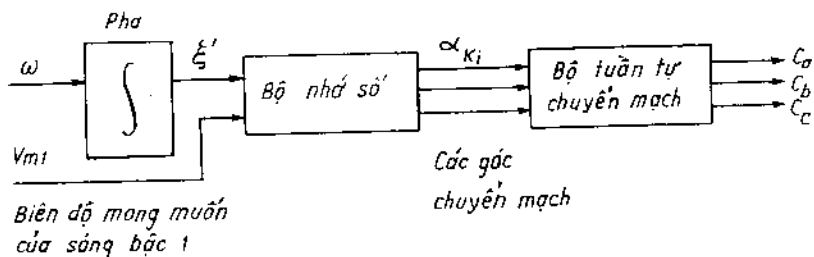
- Các tiêu chuẩn khác có thể liên quan như chọn trạng thái logic mở máy. Hình 8.21 là các dòng điện, phân tích điều hòa cho thấy rằng với số chuyển mạch nhỏ (ở đây $C = 2$) nên bắt đầu bằng trạng thái logic 1. Trong ví dụ này ta đã giảm thiểu các đỉnh nhọn dòng điện.



Hình 8.21 Dạng sóng hai chuyển mạch điều chỉnh trong một phần tử chu kỳ, $m = 0.528$.

8.4.2 Sơ đồ chức năng

Sơ đồ chức năng của bộ nghịch lưu có loại bỏ các điều hòa cho trên hình 8.22.



Hình 8.22 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu loại bỏ các điều hòa bậc cao.

8.4.3 Các vấn đề ứng dụng

Có nhiều vấn đề ứng dụng được đề cập đến. Ta phân tích một số trường hợp cụ thể.

a) Nguồn cố định

Trong trường hợp bộ chỉnh lưu diốt, chiến lược điều khiển trở nên khó khăn bởi vì ta cần phải biết giá trị các góc hoặc tất cả các điều kiện gặp phải trong quá trình quá độ. Vì thế ta thường dùng phương pháp điều chỉnh này cho các thiết bị luôn luôn được điều chỉnh xung quanh điểm làm việc.

b) Nguồn điều chỉnh được

Đây là trường hợp bộ biến đổi làm việc theo kiểu điều biến biên độ xung (Pulses Amplitude Modulation, PAM).

Nguồn được cấu tạo bởi bộ chỉnh lưu tiristo đầu ra có lọc (điện cảm hoặc điện dung) và điện áp điều chỉnh được với công suất lớn, trên 100 kW hoặc một cầu diốt tiếp theo là một bộ băm đầu ra có lọc, điện áp điều chỉnh được, công suất trung bình vài chục kW.

Giải pháp thực hiện là cần tính toán các thời điểm chuyển mạch để điều hòa bậc nhất đạt cực đại và loại bỏ các điều hòa bậc cao. Biên độ điều hòa bậc nhất đạt được bằng cách điều chỉnh biên độ điện áp ra của tầng đầu tiên.

Nhận xét: cả hai chiến lược điều khiển này có ưu điểm số lần chuyển mạch nhỏ do đó có thể giảm thiểu tổn hao chuyển mạch và có thể sử dụng các linh kiện chuyển mạch tốc độ thấp. Đó là các giải pháp đơn giản nhưng hơi nặng nề vì có nhiều tầng điều khiển.

c) Sử dụng điều biến độ rộng xung hoặc điều biến áp

Đối với các hệ thống truyền động biến đổi tốc độ người ta thường sử dụng kỹ thuật điều biến độ rộng xung (Pulses Width Modulation, PWM) bằng cách sử dụng sóng mang tần số cao, cho phép xác định góc chuyển mạch ở từng thời điểm. Chiến lược này sẽ được đề cập chi tiết ở chương sau, mặt khác chiến lược PWM sử dụng dễ dàng và thuận lợi đối với các phần tử chuyển mạch ở tần số cao. Đối với truyền động công nhỏ, sử dụng tranzito nhanh có tần số chuyển mạch hàng chục kHz chiến lược PWM tỏ ra rất thuận tiện. Đối với công suất lớn ta bắt buộc phải sử dụng GTO tần số chuyển mạch dưới 1 kHz chiến lược PWM tỏ ra khó khăn hơn. Do vậy người ta thường sử dụng

điều biến kép trong đó phối hợp chuyển mạch tối ưu hóa và PWM tần số trung bình, không đòi hỏi sự chuyển mạch nhanh như PWM thực sự đòi hỏi.

8.4.4 Ví dụ ứng dụng công nghiệp

Một giải pháp thực hiện chiến lược điều khiển "bằng phẳng" trong 60° và được điều biến 120° (hai lần) cho trên hình 8.23. Đường bằng phẳng làm cực

đại điều hòa bậc nhất bằng cách đưa vào điều hòa bậc ba lớn nhưng điều hòa này không có mặt ở động cơ. Sự thay đổi biên độ điều hòa bậc nhất làm giảm thiểu các điều hòa bậc cao do điều biến tạo nên và được lập trình trước, ghi dưới dạng số trong bộ nhớ.

Ta có thể kiểm tra phương pháp này khi xem xét các trường hợp trên hình 8.24.

Ta thấy rằng trong các trường hợp đơn giản (0,1 hoặc 2 điều biến) cho phép thay đổi điều hòa bậc nhất từ 0 đến giá trị cực đại.

- $\alpha_1 = 30^\circ$, trong trường hợp này tín hiệu chỉ điều hòa bậc ba và bội ba. Biên độ của điều hòa bậc nhất bằng không ($a_1 = 0$, hình 8.24a).

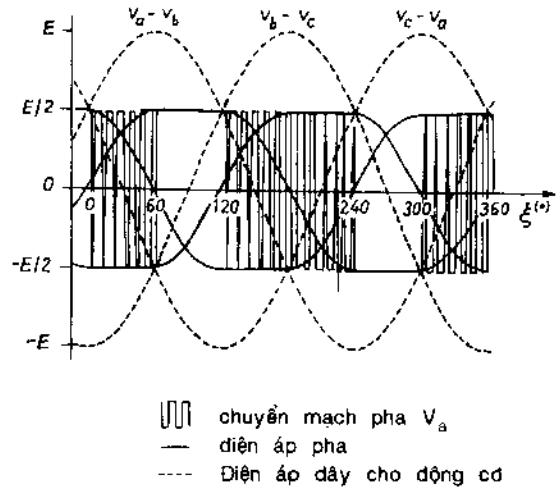
- $\alpha_1 = \alpha_{1\max} = \frac{4E}{\pi}$, điều hòa bậc nhất là cực đại (hình 8.24b)

- $\alpha_1 = 30^\circ$ và $\alpha_2 = 60^\circ$, do đó $\alpha_1 = 0,27\alpha_{1\max}$ (hình 8.24c)

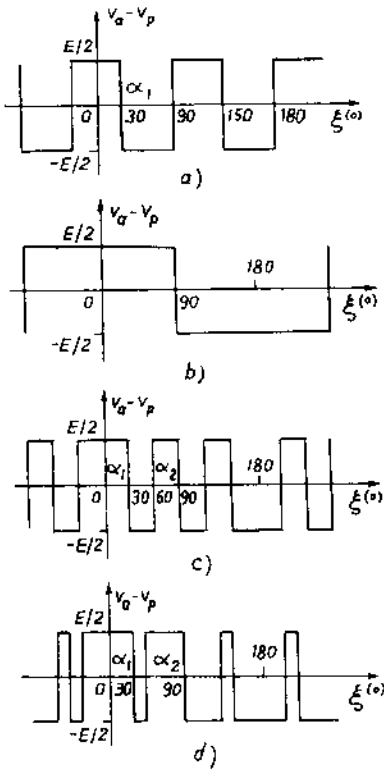
- $\alpha_1 = 30^\circ$ và $\alpha_2 = 45^\circ$, do đó $\alpha_1 = 0,58\alpha_{1\max}$ (hình 8.24d)

Mạch thực hiện điều khiển chứa một số mạch thực hiện các hàm khác nhau được cho trên hình 8.25 là:

- Các thanh ghi nhớ các dữ liệu mà bộ vi xử lý gửi tới qua bus truyền dẫn
- Máy tính xác định địa chỉ của bảng cosin nằm trong ROM
- Bộ nhân thực hiện tích của biên độ với giá trị trong bảng cosin. Đối với



Hình 8.23 Nguyên lý điều biến tối ưu.

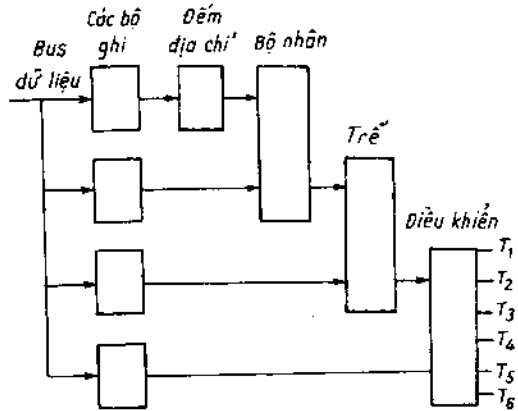


Hình 8.24 Ví dụ về các điều biến đơn giản cho phép làm thay đổi các sóng bậc một điện áp.

mỗi phép tính bộ nhân xác định hai giá trị t_1 và t_2 là thời gian của các linh kiện chuyển mạch bộ nghịch lưu.

- Bộ điều khiển tuần tự phân phối các tín hiệu điều khiển giữa các đầu ra từ 1 đến 6 của mạch.

Bảng 8.4 xác định trạng thái các linh kiện bán dẫn. Có các linh kiện duy trì trạng



Hình 8.25 Nguyên lý cấu trúc mạch điều khiển.

Bảng 8.4 Phân phối tín hiệu điều khiển các linh kiện chuyển mạch

Chuyển mạch	$0^\circ - 60^\circ$	$60^\circ - 120^\circ$	$120^\circ - 180^\circ$	$180^\circ - 240^\circ$	$240^\circ - 300^\circ$	$300^\circ - 360^\circ$
T_1	t1	T	t2	T - t1	0	T - t2
T_3	0	T - t2	t1	T	t2	T - t1
T_5	t2	T - t1	0	T - t2	0	T
T_2	T - t1	0	T - t2	t1	T	t2
T_4	T	t2	T - t1	0	T - t2	t1
T_6	T - t2	t1	T	t2	T - t1	0

$$T: \text{chu kỳ} = \frac{2\pi}{6\omega}$$

thái xác định và linh kiện điều biến điện áp. Ví dụ trong khoảng đầu tiên T_4 duy trì thế âm trong khi đó T_1 (trong khoảng thời gian t_1) và T_5 (trong khoảng thời gian t_2) điều biến để tạo nên điện áp tối ưu (hình 8.26):

$$T: \text{ chu kỳ} = \frac{2\pi}{6\omega}$$

8.4.5 Truyền động không đồng bộ công suất lớn

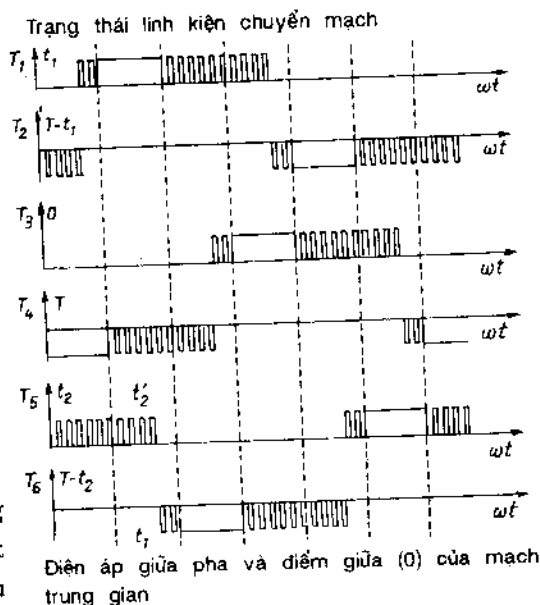
Để thực hiện truyền động động cơ không đồng bộ công suất lớn ta sử dụng bộ nghịch lưu GTO có tần số chuyển mạch tương đối thấp (vài trăm Hz). Ở tốc độ cao số chuyển mạch trong

một chu kỳ phải thấp. Việc tổng hợp điều biến được thực hiện đối với chế độ xác lập hình sin, thường được phối hợp với điều khiển $U/f = \text{const}$. Để tránh các điều hòa nguy hiểm cần thiết lập các điều khiển đồng bộ với các góc chuyển mạch được xác định một cách chặt chẽ bởi vì sự không đồng bộ sẽ dẫn đến sự đập mạch của mômen tần số thấp. Số lượng chuyển mạch được xác định theo các ràng buộc đặc tính động của GTO. Sự điều biến này gọi là đồng bộ vì các thời điểm chuyển mạch không được xác định theo thời gian mà theo góc đồng bộ với vị trí rôto.

Ở tốc độ thấp ta có thể sử dụng điều biến đồng bộ tương tự PWM có sóng mang, bởi vì khi đó số chuyển mạch tương đối cao để tránh các điều hòa tần số thấp tạo nên do sự không đồng bộ. Ta coi tỷ số 30 (tối thiểu) giữa tần số chuyển mạch và tần số cung cấp cho động cơ là cần thiết, bởi vì chu kỳ chuyển mạch của PWM không được xác định theo góc mà theo thời gian và các thời điểm chuyển mạch không được đồng bộ theo vị trí rôto.

Hình 8.27 là biểu đồ nêu lên các vùng của các kiểu điều biến.

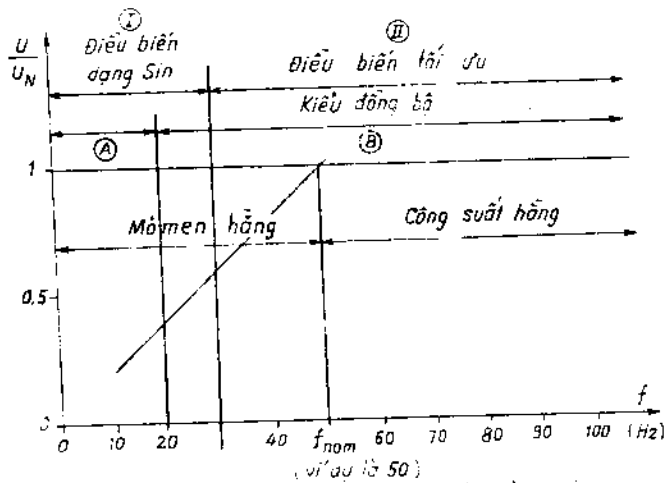
- Vùng 1 là kiểu điều biến hình sin (ở tốc độ thấp) và vùng 2 là vùng điều biến tối ưu ở tốc độ cao.



Hình 8.26 Biểu đồ chuyển mạch 6 linh kiện bán dẫn.

- Vùng A là chế độ không đồng bộ (điều biến hoàn toàn hình sin) và vùng B là chế độ đồng bộ chứa toàn vùng điều biến tối ưu, ta phải đưa vào vùng trung gian theo điều biến hình sin và được đồng bộ.

- Cuối cùng là vùng tối ưu được phân tích thành các miền con được xác định bằng số lần chuyển mạch. Bảng 8.5 là ví dụ các khoảng thời gian khác nhau cần xác định.



Hình 8.27 Biểu đồ xác định các kiểu điều biến theo tần số nguồn.
(ví dụ là 50)

Bảng 8.5 Miền tần số đầu ra của bộ nghịch lưu với tần số chuyển mạch cực đại 600 Hz

Kiểu hoạt động của bộ điện biến	Vùng	Dạng điều biến	C	N	$f_{M \min}$ (Hz) (C + 1)	$f_{M \max}$ (Hz) (C)
Không đồng bộ	A	hình sin	15	31	18,2	19,3
			9	19	21,6	31,5
Đồng bộ	B	tối ưu	8	17	31,5	35,2
			7	15	40,0	46,1
			6	13	54,4	66,6
			5	11	66,6	85,7
			4	9	85,7	120,0
			3	7		
			2	5		

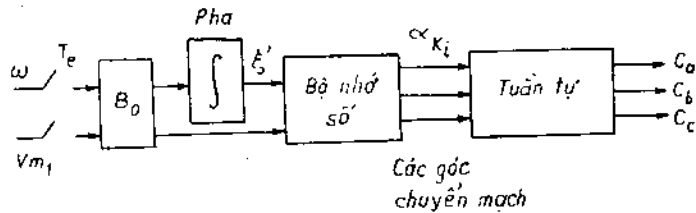
C: số lần chuyển mạch (thay đổi trạng thái của GTO và I-B chu kỳ của máy
N: tổng số xung (xung mỗi xung khóa) ở một chu kỳ của đồng bộ

$$N = \frac{4C + 2}{N} \quad f_{\max} = \frac{600}{N}$$

8.4.6 Sơ đồ tương đương điều khiển PWM lập trình trước

Sơ đồ chức năng hình 8.22 chưa biết các vấn đề thời gian tính toán, ta biết thời gian này không thể bỏ qua được. Trong thực tế các tính toán xác định điều biến trong khoảng thời gian trước, điều này ứng với khối lấy mẫu và lưu giữ có sơ đồ cho trên hình 8.28.

Chu kỳ lấy mẫu có thể thay đổi. Hình 8.29 là ví dụ bộ nghịch lưu GTO dung cho động cơ công suất lớn. Ở các tần số thấp điều biến là không đồng bộ với chu kỳ lấy mẫu cố định, trong khi đó ở tốc độ cao điều biến là đồng

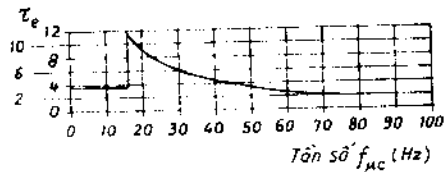


T - chu kỳ lấy mẫu
B - ZOH, V_{m1} biên độ mong muốn của sóng bậc nhất

Hình 8.28 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu loại bỏ các điều hòa bậc cao.

bộ với vị trí rôto, do vậy chu kỳ thay đổi và giảm theo tốc độ.

Khi xác định các bộ hiệu chỉnh sử dụng cho các điều biến này để điều khiển chế độ quá độ của động cơ không đồng bộ cân phải tính đến bộ lấy mẫu và lưu giữ, nếu không sẽ xuất hiện mất ổn định nghiêm trọng.



Hình 8.29 Ví dụ sự thay đổi hằng số thời gian để điều khiển bộ nghịch lưu có điều biến không đồng bộ (tốc độ thấp) và đồng bộ (tốc độ cao).

8.5 ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ RÔTO NAM CHÂM VĨNH CỬU [17]

Động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu và động cơ phản kháng được sử dụng rộng rãi trong các truyền động người máy, máy công cụ điều khiển số CNC, máy nâng hạ... So với hệ truyền động sử dụng động cơ không đồng bộ, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu có hiệu suất cao hơn vì không có

tổn hao trong rôto, dòng điện không tải nhỏ hơn, các đặc tính điều khiển ít nhạy với sự biến thiên thông số của động cơ, vì thế truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu đóng vai trò quan trọng trong phạm vi công suất nhỏ và trung bình.

8.5.1 Mô hình động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu

Mô hình của động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu viết theo tọa độ quay rôto là:

$$v_q = R i_q + p \lambda_q + \omega_s \lambda_d \quad (8-64)$$

$$v_d = R i_d + p \lambda_d - \omega_s \lambda_q \quad (8-65)$$

với $\lambda_q = L_q i_q \quad (8-66)$

và $\lambda_d = L_d i_d + L_{md} I_{fd} \quad (8-67)$

Trong các phương trình trên v_d và v_q là các điện áp trên trục d và q, i_d và i_q là các dòng điện stato, L_d , L_q là các điện cảm dọc trục và ngang trục. λ_d và λ_q là từ thông dọc và ngang trục. Trong (8-67) I_{fd} là dòng từ hóa dọc trục tương đương, L_{md} là hồ cảm dọc trục.

Mômen của động cơ được xác định bởi công thức

$$T_c = 3p[L_{md} I_{fd} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]/2 \quad (8-68)$$

Phương trình động học của động cơ

$$T_c = T_l + B \omega_r + J p \omega_r \quad (8-69)$$

p là số đôi cực, T_l là mômen cản của tải, B là hệ số cản dục, ω_r - tốc độ góc rôto, J là mômen quán tính. Tần số của bộ biến đổi liên hệ với tốc độ rôto bằng:

$$\omega_s = p \omega_r \quad (8-70)$$

Các phương trình của động cơ đồng bộ theo không gian trạng thái là:

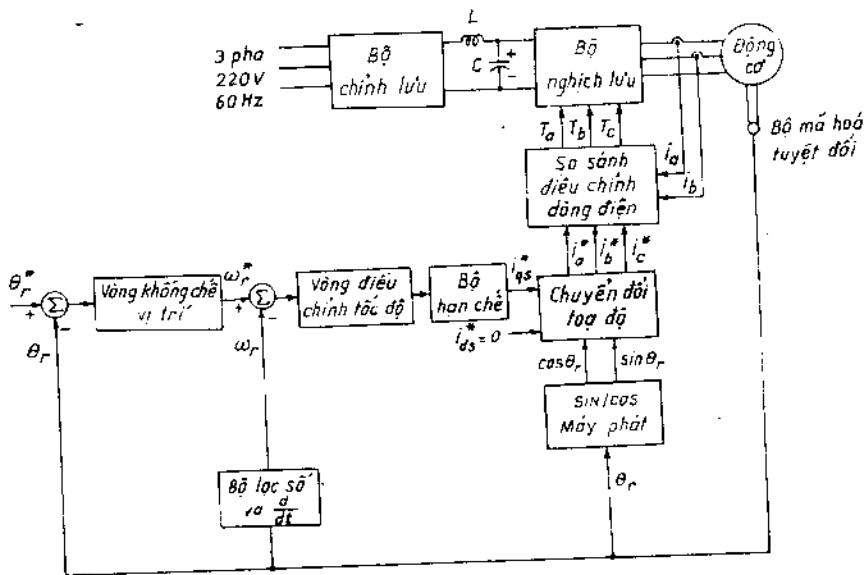
$$\begin{aligned} p i_d &= (v_d - R i_d + \omega_s L_q i_q)/L_d \\ p i_q &= (v_q - R i_q - \omega_s L_d i_d - \omega_s L_{md} I_{fd})/L_q \\ p \omega_r &= (T_c - T_l - B \omega_r)/J. \end{aligned} \quad (8-71)$$

Nguyên lý cơ bản của việc điều khiển động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu dựa trên nguyên lý tựa từ thông. Vị trí từ thông trong tọa độ d-q có thể được xác định bằng cảm biến vị trí trên trục động cơ, vì từ thông do rôto nam châm vĩnh cửu tạo nên cố định với vị trí trục rôto. Trong các phương trình (8-66) đến (8-68) nếu $i_d = 0$, từ thông λ_d cố định vì L_{md} và I_{fd} là không đổi, mômen điện từ T_c tỷ lệ với i_q được xác định bằng vòng điều chỉnh kín.

Từ thông rôto chỉ tạo nên trên trục d. trong khi vectơ dòng điện trên trục q điều khiển tựa từ thông. Vì mômen quay tỷ lệ bậc nhất với dòng i_q , từ thông rôto trục d là không đổi có thể đạt được mômen cực đại.

8.5.2 Sơ đồ truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu dùng bộ xử lý tín hiệu số

Sơ đồ cấu trúc điều khiển động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu cho trên hình 8.30



Hình 8.30 Sơ đồ cấu trúc điều khiển số động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu.

Sơ đồ khối hệ thống điều khiển đơn giản hóa được cho trên hình 8.31

$$T_c = K_t i_{qs}^*$$

$$K_t = 3PL_{md}I_{fd}/2$$

$$H_p(s) = \frac{1}{Js + B} = \frac{b}{s + a}$$

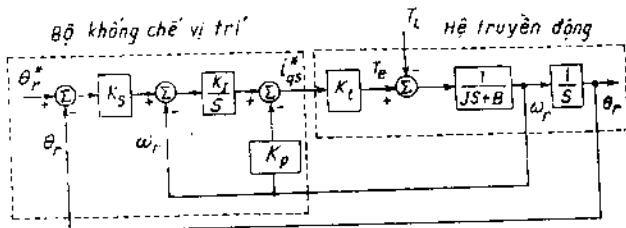
Trên hình 8.30 động cơ đồng bộ có công suất 750W, 3,47A, ba pha 4 cực.

Động cơ một chiều rôto nam châm vĩnh cửu nối với động cơ đồng bộ được truyền động bằng nguồn dòng tạo nên mômen nhiễu không đổi dùng cho điều khiển vị trí.

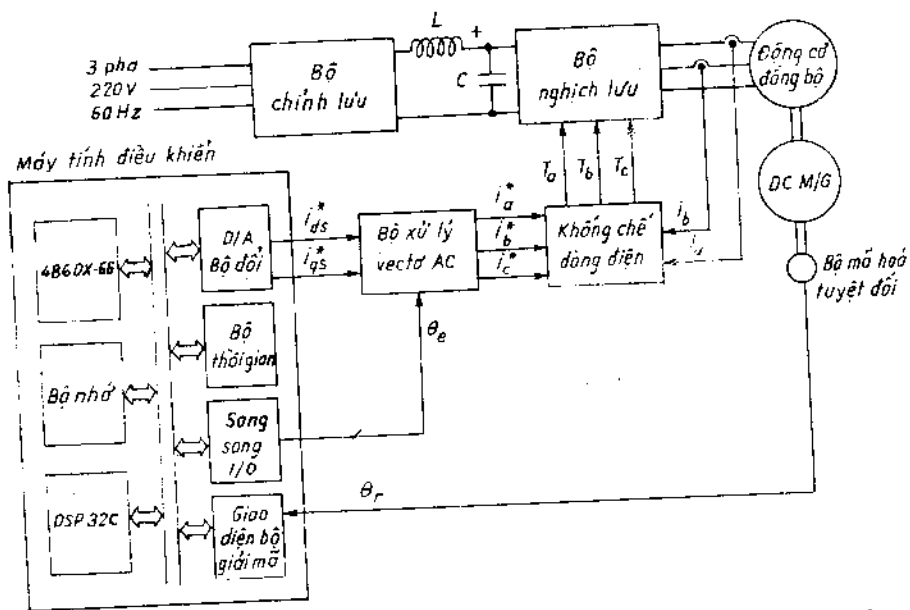
Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển số truyền động động cơ đồng bộ rôto

nam châm vĩnh cửu cho trên hình 8.32. trong đó:

Bộ không chế dòng điều biến độ rộng xung cung cấp các xung T_a , T_b , T_c điều khiển tranzito lưỡng cực công cách ly IGBT chuyển mạch với tần số 5 kHz.



Hình 8.31 Sơ đồ khối hệ điều khiển đơn giản hóa.



Hình 8.32 Điều khiển số hệ truyền động cơ đồng bộ, rôto nam châm vĩnh cửu.

Thuật toán điều chỉnh mômen và vị trí được thực hiện bằng bộ xử lý 486DX-66 và bộ đánh giá dao động của mômen tải được thực hiện bằng bộ xử lý tín hiệu số DSP32C. Để giảm thời gian tính toán của CPU và tăng độ chính xác điều chỉnh dòng stato, biến đổi tọa độ theo cơ cấu tựa từ thông được thực hiện bằng bộ xử lý vectơ AD2S10G.

ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐIỆN XOAY CHIỀU BA PHA: CHẾ ĐỘ QUÁ ĐỘ

Đối với các động cơ điện xoay chiều ba pha các đại lượng nguồn cung cấp và điều khiển là các đại lượng biến đổi ngay cả ở chế độ xác lập. Các động cơ phải được cung cấp từ nguồn có điện áp, tần số, dạng sóng một cách thích hợp. Vấn đề cơ bản ở đây là điều khiển các bộ phận biến đổi tĩnh, trong trường hợp này là các bộ nghịch lưu. Khi các ứng dụng đòi hỏi tính năng động cao thì sách lược điều khiển bộ biến đổi ở chế độ quá độ là rất cần thiết. Trong chương này ta sẽ giới thiệu một số sách lược khác nhau theo thứ tự tăng dần từ các chế độ trung gian, sử dụng các phương pháp xử lý đối với chế độ xác lập không xét đến sự thay đổi của tần số cho đến sách lược điều khiển véctơ dùng cho chế độ quá độ dưới dạng biến đổi Concordia.

Trong phần này chủ yếu khảo sát điều khiển các bộ nghịch lưu áp hai mức. Phương pháp chủ yếu sử dụng ở đây là phương pháp điều biến độ rộng xung với sóng mang (PWM). Phương pháp này đã được xét trong chương 8 đối với quá trình xác lập. Trong chương này ta sử dụng PWM hai lần điều biến hoạt động theo nguyên lý xếp chồng một PWM xác định trước được tính toán hoạt động ở chế độ xác lập với một PWM với sóng mang hoạt động ở chế độ quá độ.

Việc chuyển đổi các PWM kèm theo sóng mang sang công nghệ số dẫn đến nhiều giải pháp có các đặc tính khác nhau (thường xác định theo các thành phần điều hòa bậc cao).

Các PWM kèm theo sóng mang được cấu trúc xây dựng trực tiếp theo các đại lượng ba pha, có thể được khảo sát dễ dàng bằng phép biến đổi Concordia. Tuy nhiên thực tế thường gặp các điều biến được xây dựng trực tiếp từ biến đổi Concordia, đó là điều biến véctơ. Cuối cùng ta sẽ xem xét một sản phẩm thực tế sử dụng điều khiển số động cơ không đồng bộ ba pha.

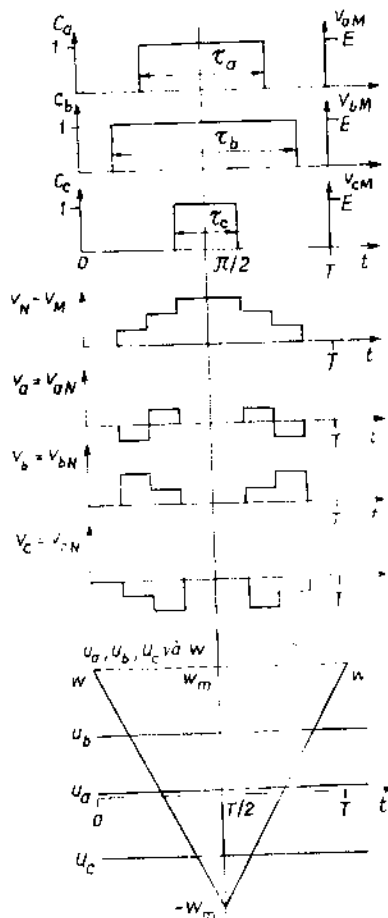
9.1 ĐIỀU KHIỂN THEO PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU BIẾN ĐỘNG RỘNG XUNG KÈM THEO SÓNG MANG

Khi quan niệm điều khiển được xây dựng cho chế độ quá độ (ngược với chế độ xác lập điều khiển theo chương trình lập sẵn) ta thường sử dụng PWM kèm theo sóng mang. Đây là phương pháp kinh điển trong các sơ đồ tương tự và là cơ sở nghiên cứu phân công nghệ số. Khi nghiên cứu các bộ nghịch lưu làm việc ở chế độ xác lập trong chương 8 ta thấy các phần tử chuyển mạch được điều khiển theo nguyên lý bù (nếu C_k đóng thì C'_k mở). Hình 9.1 là sơ đồ bộ nghịch lưu được điều khiển theo chu kỳ T (chu kỳ băm xung).

Mỗi phần tử chuyển mạch sẽ đóng trong khoảng thời gian τ_p , thời gian này có thể đối xứng so với điểm giữa của chu kỳ. Trong thực tế điều khiển các bộ nghịch lưu được xác định theo điện áp trung bình, theo biểu thức

$$\langle V_{3\phi} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{3\phi}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{3\phi}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{3\phi}) dt$$

$$\alpha_3 = \frac{\tau_p}{T} \tag{9-1}$$



(u_a, u_b, u_c) hoặc $\begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix}$ là các tín hiệu điều khiển bù

$w(t)$ sóng mang hình răng cưa của chu kỳ biên độ W_m do thiết bị PWM phát

Hình 9.1 Điều khiển PWM ba pha bộ nghịch lưu

với

(α_3) vectơ (ba pha) các tỉ số chu kỳ τ_i/T

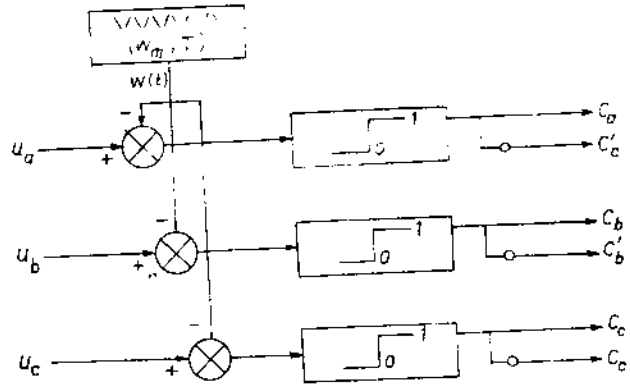
E điện áp nguồn một chiều cấp cho nghịch lưu áp

$\langle . \rangle$ giá trị trung bình

τ_a, τ_b, τ_c xác định theo hình 9.1.

9.1.1 Nguyên lý

Sơ đồ chức năng của điều biến độ rộng xung PWM theo nguyên lý tương tự được cho trên hình 9.2. Tín hiệu hình răng cưa $w(t)$ tần số cao có chu kỳ T được so sánh tại từng thời điểm với ba tín hiệu điều khiển ký hiệu u_a, u_b, u_c . Các điện áp là hình ảnh của điện áp mong muốn trên các pha của tải. Sự chuyển mạch của các phần tử bán dẫn sẽ xảy ra khi có sự cân bằng



Hình 9.2 Sơ đồ chức năng thực hiện PWM tương tự.

Sự chuyển mạch của các phần tử bán dẫn sẽ xảy ra khi có sự cân bằng

$$u_i(t) = w(t) \tag{9-2}$$

Đó là điều khiển trùng hợp, trong khoảng thời gian $[0, T/2]$ tín hiệu điều khiển có biểu thức:

$$w(t) = w_m[1 - 4t/T] \tag{9-3}$$

Trong việc phân tích này ta giả thiết các tín hiệu u_i biến thiên chậm so với tín hiệu môi w . Ta có thể chứng minh rằng

$$\alpha_i = \tau_i/T = (1 + u_i/w_m)/2 \tag{9-4}$$

đối với các đại lượng ba pha:

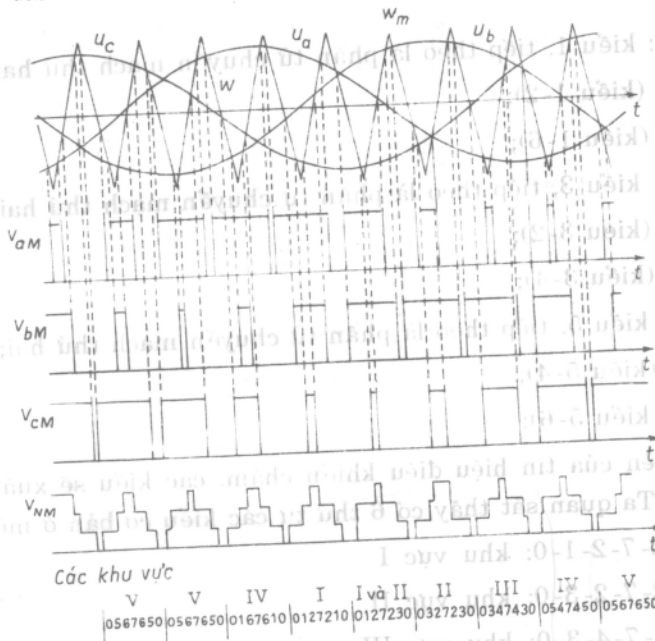
$$(\alpha_3) = (1/2) \begin{bmatrix} 1 + u_a/w_m \\ 1 + u_b/w_m \\ 1 + u_c/w_m \end{bmatrix} = (1/2)[C_{31} + (1/w_m)(u_3)] \tag{9-5}$$

với C_{31} là ma trận biến đổi Clarke

w_m là biên độ sóng mang PWM.

Các trị số trung bình của điện áp là:

$$\langle v_{3M} \rangle = E(\alpha_3) = (E/2)[C_{3f} + (1/w_m)(u_3)] \quad (9-6)$$



Hình 9.3 Hình dáng tín hiệu trong bộ nghịch lưu ba pha: tín hiệu điều khiển (u_3) và điện áp (v_{3M}), điện áp trung bình V_{NM} .

Hình 9.3 và 9.4 là ví dụ điều khiển PWM trong chu kỳ T. Dạng điện áp (V_{3M}) tương tự dạng của các biến logic (C_3). V_{NM} là điện áp trung tính. Trên hình 9.4 cho các dạng điện áp dây và điện áp pha (V_3).

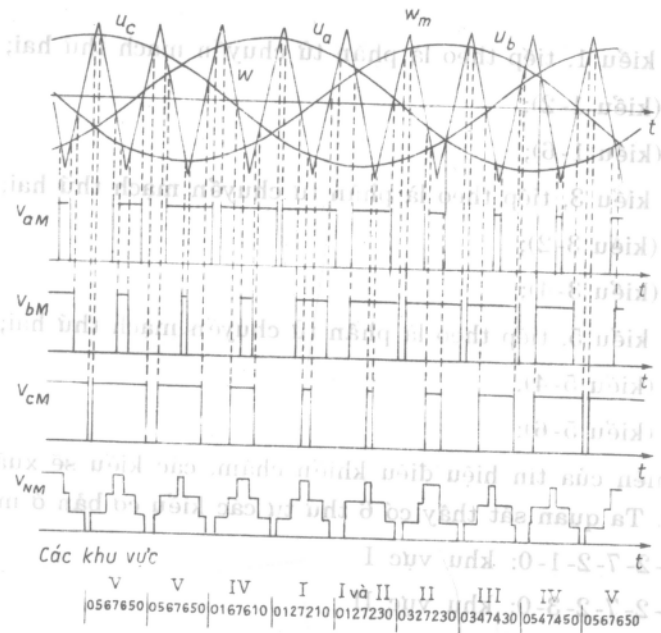
Nếu biểu diễn sự hoạt động của mạch theo vectơ ta nhận thấy rằng, trường hợp đơn giản nhất không có bão hòa ta chỉ thấy 6 kiểu hoạt động. Thực vậy nếu ta chấp nhận rằng các



Hình 9.4 Dạng tín hiệu của bộ nghịch lưu ba pha: Điện áp dây và điện áp pha.

Các trị số trung bình của điện áp là:

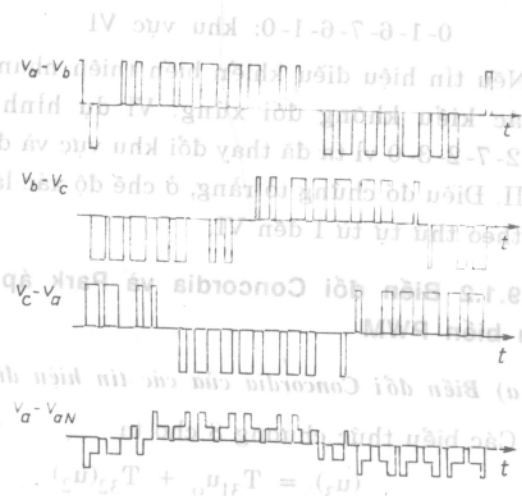
$$\langle v_{3M} \rangle = E(\alpha_3) = (E/2)[C_{31} + (1/w_m)(u_3)] \quad (9-6)$$



Hình 9.3 Hình dáng tín hiệu trong bộ nghịch lưu ba pha: tín hiệu điều khiển (u_a) và điện áp (v_{3M}), điện áp trung bình V_{NM} .

Hình 9.3 và 9.4 là ví dụ điều khiển PWM trong chu kỳ T. Dạng điện áp (V_{3M}) tương tự dạng của các biến logic (C_3). V_{NM} là điện áp trung bình. Trên hình 9.4 cho các dạng điện áp dây và điện áp pha (V_3).

Nếu biểu diễn sự hoạt động của mạch theo vectơ ta nhận thấy rằng, trường hợp đơn giản nhất không có bão hòa ta chỉ thấy 6 kiểu hoạt động. Thực vậy nếu ta chấp nhận rằng các



Hình 9.4 Dạng tín hiệu của bộ nghịch lưu ba pha: Điện áp dây và điện áp pha.

tín hiệu điều khiển biến thiên tương đối chậm trong một chu kỳ T thì

Đầu tiên không có chuyển mạch nào đóng; kiểu 0, rồi một chuyển mạch đóng:

* hoặc C_a ; kiểu 1, tiếp theo là phân tử chuyển mạch thứ hai;

- hoặc C_b (kiểu 1-2);

- hoặc C_c (kiểu 1-6);

* hoặc C_b ; kiểu 3, tiếp theo là phân tử chuyển mạch thứ hai;

- hoặc C_b (kiểu 3-2);

hoặc C_c (kiểu 3-6);

* hoặc C_c ; kiểu 5, tiếp theo là phân tử chuyển mạch thứ hai;

- hoặc C_c (kiểu 5-4);

- hoặc C_a (kiểu 5-6);

Sự biến thiên của tín hiệu điều khiển chậm, các kiểu sẽ xuất hiện một cách đối xứng. Ta quan sát thấy có 6 thứ tự các kiểu cơ bản ở mọi khu vực:

0-1-2-7-2-1-0: khu vực I

0-3-2-7-2-3-0: khu vực II

0-3-4-7-4-3-0: khu vực III

0-5-4-7-4-3-0: khu vực IV

0-5-6-7-4-3-0: khu vực V

0-1-6-7-6-1-0: khu vực VI

Nếu tín hiệu điều khiển biến thiên nhanh ta có thể thấy xuất hiện thứ tự các kiểu không đối xứng. Ví dụ hình 9.3 có kiểu không đối xứng 0-1-2-7-2-3-0 vì ta đã thay đổi khu vực và đã chuyển từ khu vực I sang khu vực II. Điều đó chứng tỏ rằng, ở chế độ xác lập hình sin ta chuyển qua 6 khu vực theo thứ tự từ I đến VI.

9.1.2 Biến đổi Concordia và Park áp dụng cho bộ nghịch lưu áp điều biến PWM

a) Biến đổi Concordia của các tín hiệu điều khiển

Các biểu thức chương 8 cho ta

$$(u_3) = T_{31}u_{01} + T_{32}(u_2) \quad (9-7)$$

Trị số trung bình của điện áp đo bộ nghịch lưu cung cấp

$$\begin{aligned} \langle v_{3M} \rangle &= E(u_3) \\ &= (E/2) [C_{31} + (1/w_m) T_{31} u_0 + (1/w_m) T_{32} (u_2)] \end{aligned} \quad (9-8)$$

nhưng $T_{32}C_{31}$ và $T_{32}T_{31}$ bằng không, các điện áp pha được suy ra từ điện áp dây bằng công thức:

$$\langle v_3 \rangle = T_{32} T_{32} \langle v_{3M} \rangle = \frac{E}{2w_m} T_{32} T_{32} (u_3) = \frac{E}{2w_m} T_{32}^2 (u_2) \quad (9-9)$$

$$\langle v_3 \rangle = \frac{E}{2w_m} [(u_3) - T_{31} u_0] \quad (9-10)$$

Công thức này cho thấy nếu tải không có các thành phần thứ tự không chỉ có các thành phần hai pha của điều khiển được bộ nghịch lưu khuếch đại còn thành phần thứ tự không sẽ không được truyền. Ta có thể định nghĩa hệ số khuếch đại đối với giá trị trung bình G_0 bằng:

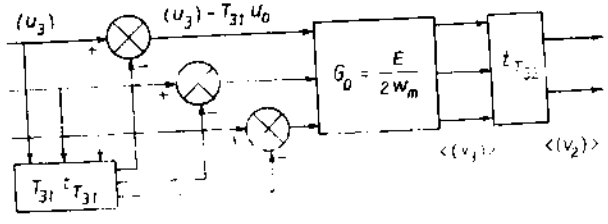
$$G_0 = \frac{E}{2w_m} \quad (9-11)$$

Ta có thể viết điện áp hai pha theo giá trị trung bình:

$$\langle v_2 \rangle = T_{32} \frac{E}{2w_m} [(U_3) - T_{31} T_{31} (u_3)] = \frac{E}{2w_m} (u_2), \quad (9-12)$$

ở đây (U_3) là ma trận đơn vị bậc 3.

Sơ đồ chức năng cho trên hình 9.5. Nếu điều khiển chỉ chứa một thành phần hai pha $(u_3) = T_{32}(u_2)$ sơ đồ chức năng cho trên hình 9.6



Hình 9.5 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu ba pha được điều khiển bằng tín hiệu ba pha không có thành phần thứ tự không.

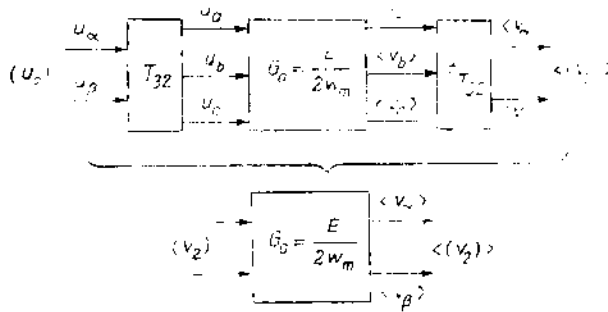
b) Biến đổi Park của các tín hiệu điều khiển

Biến đổi Park của các tín hiệu điều khiển theo phương trình (8.11) bằng:

$$(u_2) = P(p\theta)(u_{dq}) \quad (9-13)$$

ngoài ra ta còn có:

$$\langle v_{dq} \rangle = G_0 (u_{dq}) \quad (9-14)$$



Hình 9.6 Sơ đồ tương đương của bộ nghịch lưu theo các đại lượng hai phía

9.1.3 Chọn u_0

Trường hợp đơn giản nhất lấy $u_0 = 0$ ta có:

$$(u_3) = T_{32}(u_2) \text{ và } \langle v_3 \rangle = (E/2w_m)(u_3) \quad (9.14)$$

Trong trường hợp này bộ nghịch lưu điều biến độ rộng xung có thể được coi như một bộ khuếch đại có hệ số $G_0 = E/2w_m$, do vậy có:

$$\langle v_3 \rangle = G_0(u_3) \text{ và } \langle v_2 \rangle = G_0(u_2) \quad (9.15)$$

Hình 9.7 biểu diễn điều khiển thuộc loại này

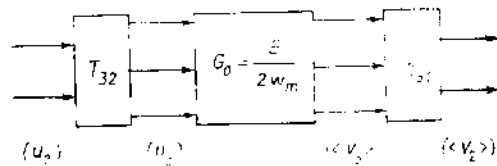
Ta có thể kiểm tra tính chất quen thuộc của tổng các tỷ số chu kỳ:

$$\alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = \frac{1}{2} [(1 + 1 + 1) + (u_a + u_b + u_c)/w_m] = \frac{3}{2} \quad (9.16)$$

vì (u_3) không chứa thành phần thứ tự không

$$(u_a + u_b + u_c = 0).$$

Bây giờ ta xét trường hợp tăng biên độ của điều hòa bậc nhất bằng cách thêm vào tín hiệu điều hòa thứ ba. Ta cần phân biệt rõ thành phần hữu ích (u_2) và thành phần thứ tự không u_0 . Hình 9.8 là sơ đồ chức năng tương ứng.



Hình 9.7 Sơ đồ chức năng bộ nghịch lưu ba pha điều khiển bằng hệ thống điện áp không có thành phần thứ tự không.

Để tránh chuyển sang bão hòa ta có thể chọn u_0 sao cho còn lại trong khoảng $-w_m < u_i < w_m$.

Hình 9.9 cho thấy lợi ích của việc đưa thêm thành phần bậc ba. Thực vậy, thành phần bậc ba là thành phần thứ tự không cho phép giảm tín hiệu điều khiển khi điều khiển trở nên quá lớn và có nguy cơ dẫn đến bão hòa.

Như vậy ta có thể tăng thêm 15% biên độ điều hòa bậc nhất. Thực vậy với điều khiển thuần túy hình sin

$$u(t) = U_m \sin \omega t \quad (9-18)$$

$$\text{biên độ cực đại không méo là } u_m = w_m \quad (9-19)$$

và do đó điều hòa bậc nhất của điện áp được khuếch đại có biên độ cực đại

$$\langle v_{\max} \rangle = G_c w_m = E/2 \quad (9-20)$$

Ta có thể bổ sung thêm một tín hiệu bậc ba và u có biểu thức

$$u = U_{m1} \cos \omega t + U_{m3} \cos 3\omega t \quad (9-21)$$

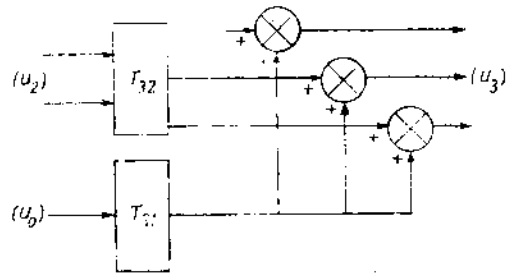
Ta tìm cách xác định trường hợp giới hạn, ký hiệu là $u_{\max}(t)$ cho phép nhận được điều hòa bậc nhất có biên độ cực đại.

Cần bổ sung u_{m1} và u_{m3} sao cho cực đại của $u(t)$ bằng w_m và u_{m1} cực đại, ta có:

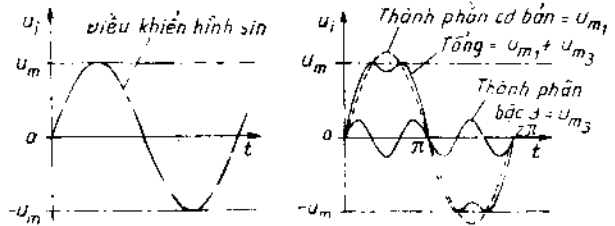
$$u_{\max}(t) = w_m \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\sin \omega t + \frac{1}{6} \sin 3\omega t \right] \quad (9-22)$$

Điều hòa bậc nhất tăng thêm 15% $\langle v_{\max} \rangle = 1,155(E/2)$. Lưu ý rằng điều hòa bậc ba không quá mạch đóng lực, nó chỉ dùng để cải thiện dạng tín hiệu điều khiển.

Các điều khiển này được thực hiện một cách lý tưởng ở mạch tương tự. Bây giờ ta chuyển sang điều khiển số.



Hình 9.8 Cấu trúc điều khiển ba pha chứa một thành phần thứ tự không



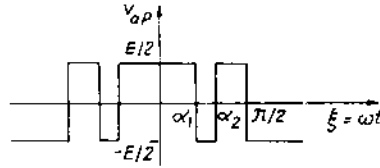
Hình 9.9 Thêm điều hòa bậc ba vào điều khiển bộ nghịch lưu ba pha để tránh bão hòa.

9.2 ĐIỀU KHIỂN BẰNG ĐIỀU BIẾN KÉP

Điều khiển bằng điều biến kép được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp vì có giá thành hạ, có ưu điểm chuyển mạch tối ưu và điều biến độ rộng xung.

9.2.1 Cải thiện các điều hòa bậc cao so với điều khiển toàn sóng

Trong tầng đầu tiên ta tính các góc chuyển mạch sao cho làm cực đại điều hòa bậc nhất và loại bỏ các điều hòa bậc cao. Hình 9.10 cho điều biến 12 chuyển



mạch trong một chu kỳ, Hình 9.10 Điều biến 12 chuyển mạch trong một chu kỳ. trong đó ta có thể tính toán các góc α_1 và α_2 sao cho loại bỏ được hai điều hòa. Các công thức cho 4 điều hòa đầu tiên khác không là:

$$a_1 = \frac{2}{\pi} E [1 + 2(\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2)]$$

$$a_3 = \frac{2}{\pi} \frac{E}{3} [-1 + 2(\sin 3\alpha_1 - \sin 3\alpha_2)]$$

$$a_5 = \frac{2}{\pi} \frac{E}{3} [1 + 2(\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2)]$$

$$a_7 = \frac{2}{\pi} \frac{E}{7} [-1 + 2(\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2)]$$

Thành phần cơ bản sẽ cực đại khi $\alpha_1 = \alpha_2$ và $a_{\max} = \frac{2}{\pi}$

Ta có thể loại bỏ các điều hòa, ví dụ bậc 3 và 5 với $\alpha_1 = 56,7^\circ$ và $\alpha_2 = 66,4^\circ$.

Khi đó thành phần cơ bản sẽ là $a_1 = 0,839a_{1\max}$.

9.2.2 Điều chỉnh thành phần cơ bản bằng cách xếp chồng một điều biến độ rộng xung PWM

Trong giai đoạn thứ hai ta điều chỉnh biên độ của điều hòa bậc nhất bằng cách xếp chồng một điều biến lập trình trước với PWM có thể là tần số trung bình (trị số điển hình 1,5kHz). Hình 9.11 là sơ đồ chức năng tương ứng. Theo chiến lược điều biến kép này ta có thể tránh được các điều hòa ảnh hưởng đến dòng điện và sự đập mạch của mômen, có thể sử dụng các phần tử chuyển

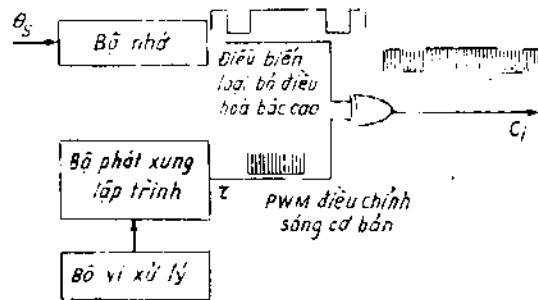
mạch không quá nhanh và giảm thiểu được tổn hao chuyển mạch.

Cuối cùng ta có thể đặt các góc điều khiển với một thiết bị gọn nhẹ. Hình 9.12 đưa ra một cấu trúc gồm ba khối lớn:

- Giao diện các đầu vào: tương tự, logic, chuẩn tốc độ, tín hiệu chạy - dừng;

- Bộ vi xử lý và các ngoại vi của chúng;

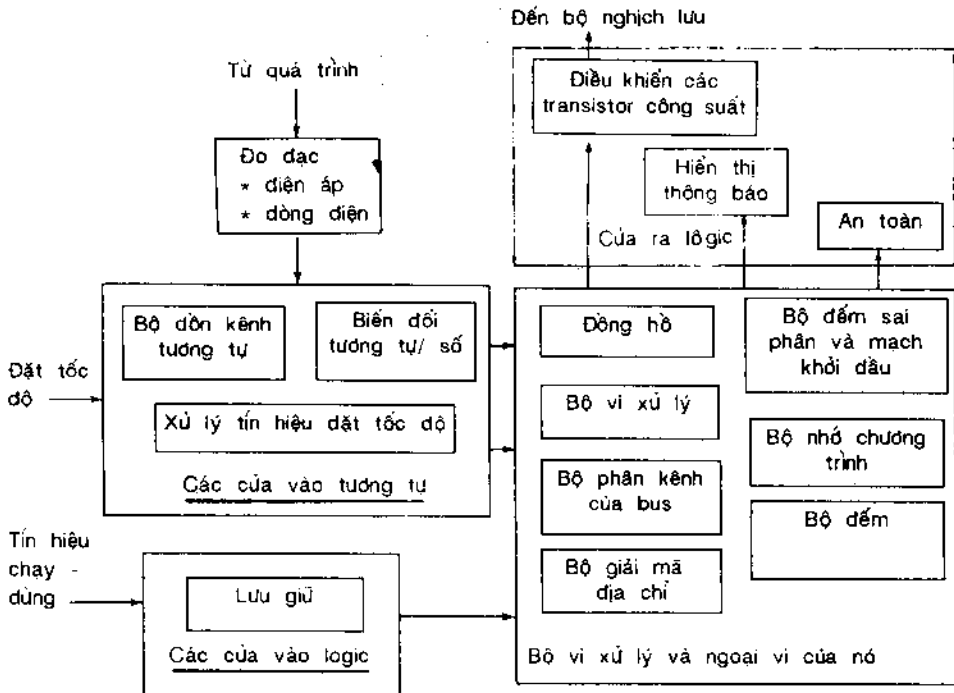
- Các đầu ra logic và ứng dụng để hiển thị, điều khiển an toàn, qua nghịch lưu bằng một mạch trung gian đặc biệt dùng cho các tranzito công



θ_s - góc đồng bộ

C_i - tín hiệu điều khiển logic

Hình 9.11 Sơ đồ chức năng điều biến kép.



Hình 9.12 Cấu trúc điều khiển số bộ nghịch lưu điều biến kép (chuyển mạch lập trình trước và điều biến độ rộng xung tần số trung bình).

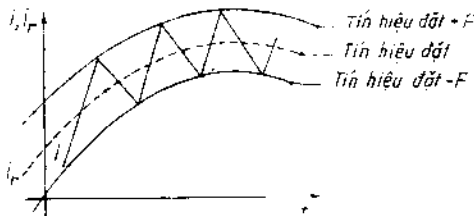
suất. Mạch này phải được trừ tính có thời gian chết giữa đóng và mở tranzito của cùng một nhánh để tránh ngắn mạch nguồn.

9.3 ĐIỀU CHỈNH DÒNG ĐIỆN BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

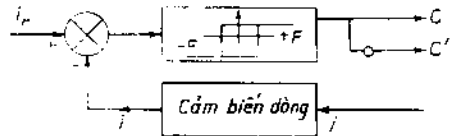
Điều khiển số cho phép đạt được các tính năng tốt hơn các phương pháp kể trên, nhưng phải tính đến các hạn chế do thời gian tính toán và đặc tính lấy mẫu của các điều khiển này. Sơ đồ kinh điển của động cơ điện xoay chiều được cung cấp bằng bộ nghịch lưu áp ba pha cho trên hình 8.7 trong đó các phần tử chuyển mạch T_1 và T_2 được điều khiển bù nhau ($C_1 = \bar{C}_2$) để nhận được giá trị trung bình của điện áp ra để điều chỉnh và để tránh ngắn mạch nguồn.

Phương pháp đơn giản nhất để thực hiện nguồn dòng xoay chiều ba pha với bộ nghịch lưu áp nếu điều khiển theo chế độ trượt hay còn gọi là điều khiển trễ. Hình 9.13 là nguyên lý điều khiển trễ một pha. Nếu dòng điện i đo được nhỏ hơn giá trị đặt ta tăng thêm một lượng F , điện áp ra buộc phải qua giá trị cực đại để dòng điện tăng nhanh nhất có thể được. Nếu dòng điện lớn hơn giá trị đặt sẽ phải giảm một lượng F , do vậy điện áp ra buộc phải về giá trị cực tiểu của nó để dòng điện giảm một cách nhanh nhất. Điều khiển bằng một mạch trigơ có trễ ngưỡng $2F$ cần thiết cho điều khiển này.

Hình 9.14 là sơ đồ điều khiển trễ dòng điện một pha. i_r là dòng điện đặt.

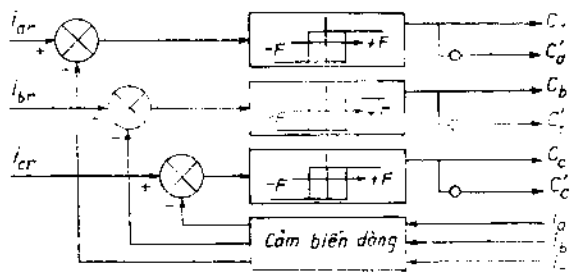


Hình 9.13 Các tín hiệu điều khiển có trễ.



Hình 9.14 Điều khiển trễ dòng một pha.

Hình 9.15 là sơ đồ chức năng điều khiển trễ dòng ba pha. Ở mạch ba pha sự hoạt động tức thời của bộ nghịch lưu được điều khiển không hoàn toàn đơn giản, một trong những vấn đề đặt ra cho loại điều khiển này là chu



Hình 9.15 Sơ đồ chức năng điều khiển trễ các dòng điện ba pha.

kỳ chuyển mạch biến thiên và chưa biết trước. Nếu không kể các vấn đề trên có một sơ đồ gần đúng rất đơn giản là dòng điện đo được luôn bằng (gần bằng) giá trị đặt và mô hình sẽ là

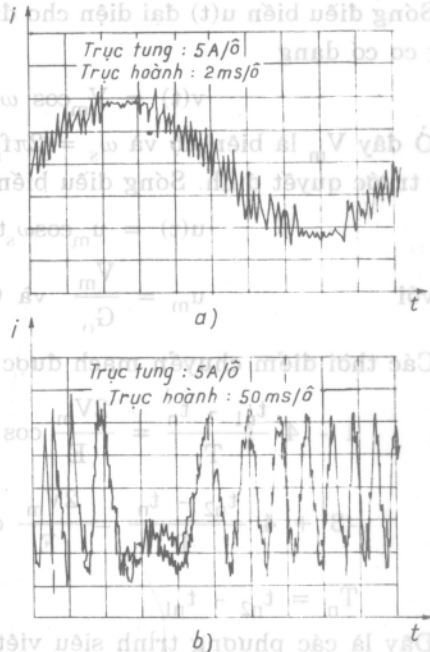
$$(i_3) = (i_3)_r \quad (9-23)$$

Để tăng tốc độ tính toán sử dụng bộ xử lý tín hiệu số DSP (Digital Signal Processor) TMS 320-10, cho phép thực hiện điều khiển với chu kỳ tính toán $35 \mu s$. Hình 9.16 cho hai kết quả thực nghiệm: dòng điện một pha đầu tiên ở chế độ xác lập, sau đó trong khi đổi chiều quay. Điều khiển trở dẫn tới sự làm việc với tần số thay đổi là điều không mong muốn đặc biệt khi tính toán thiết kế, do vậy ta thường trở về điều khiển PWM với tần số cố định

9.4 PWM HÌNH SIN. SỐ HÓA

Ở đây ta xem xét trường hợp bộ nghịch lưu trong đó các thời điểm điều khiển được xác định giống như PWM tương tự với sóng mang với các thời điểm chuyển mạch là giao điểm của các hình sin với sóng mang. Theo quan điểm này ta giả thiết chỉ xét chế độ xác lập hình sin. Nó đặc biệt thích ứng với động cơ không đồng bộ được điều khiển theo quy luật $U/f = \text{const}$. Ta thường gặp kiểu điều khiển này ở các động cơ công suất nhỏ và trung bình trong đó việc điều biến không đồng bộ không tạo nên mômen đập mạch nguy hiểm hoặc đối với các động cơ công suất lớn ở tốc độ thấp. Trong tất cả các trường hợp này tỷ số giữa tần số chuyển mạch và tần số nguồn đủ lớn.

Hình 9.17 mô tả nguyên lý điều biến hình sin, các thời điểm chuyển mạch t_{n1} và t_{n2} được xác định bằng giao điểm của sóng điều biến $u(t)$ và sóng mang $w(t)$.



Hình 9.16 Kết quả thực nghiệm điều khiển số dòng điện nhờ DSP. a) Chế độ xác lập; b) Trong khi đảo chiều.

Sóng điều biến $u(t)$ đại diện cho điện áp mong muốn đặt lên một pha của động cơ có dạng

$$v(t) = V_m \cos \omega_s t \quad (9-24)$$

Ở đây V_m là biên độ và $\omega_s = 2\pi f_s$ là tần số góc do cơ cấu điều khiển ở tầng trước quyết định. Sóng điều biến $u(t)$ có dạng

$$u(t) = u_m \cos \omega_s t \quad (9-24)$$

$$\text{với } u_m = \frac{V_m}{G_o} \quad \text{và } G_o = \frac{E}{2w_m} \quad (9-25)$$

Các thời điểm chuyển mạch được xác định theo các biểu thức:

$$1 - 4 \frac{t_{n1} - t_n}{T} = \frac{2V_m}{E} \cos \omega_s t_{n1} \quad (9-26)$$

$$-3 + 4 \frac{t_{n2} - t_n}{T} = \frac{2V_m}{E} \cos \omega_s t_{n2} \quad (9-27)$$

$$T_n = t_{n2} - t_{n1} \quad (9-28)$$

Đây là các phương trình siêu việt, rất khó giải trong thời gian thực. Vì thế người ta giải trước và các nghiệm của chúng được đưa vào bộ nhớ. Trên hình 9.17 ta đưa ra ví dụ, trong đó chu kỳ $T_3 = \frac{1}{f_s}$ và T (hoặc T_n) theo tỷ lệ số nguyên cho đơn giản, nhưng trong thực tế chúng có giá trị bất kỳ và điều biến là không đồng bộ, ngoại trừ đồng bộ hóa như đã thấy trong mục 8.4.5.

Nếu tần số chuyển mạch lớn, ta có thể đơn giản hóa các phương trình và giải theo tỷ số chu kỳ. Sự biến thiên ba pha là:

$$(\alpha_3) = \begin{pmatrix} 1 + u_a/w_m \\ 1 + u_b/w_m \\ 1 + u_c/w_m \end{pmatrix} = (1/2)[C_{31} + (1/w_m)(u_3)] \quad (9-29)$$

Với pha đầu tiên, u_a có dạng:

$$u_a(t) = \frac{V_m \cdot 2w_m}{E} \cos \omega_s t \quad (9-30)$$

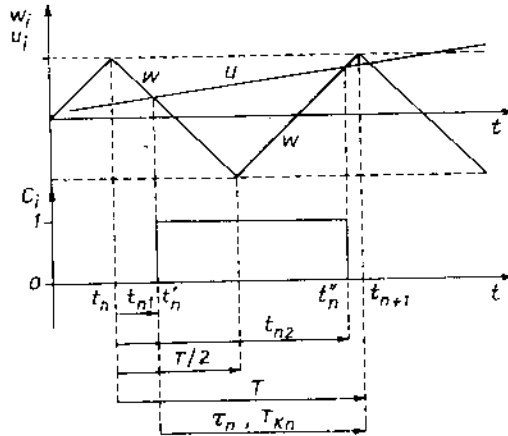
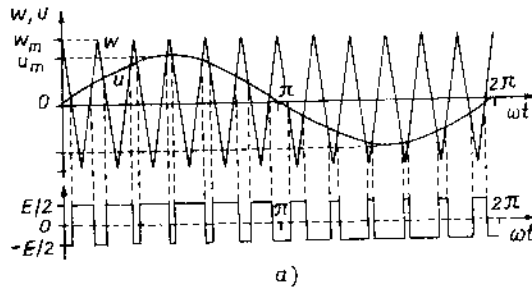
Do vậy tỷ số các chu kỳ sẽ thỏa mãn:

$$\begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,5 + m \cos \omega_s t \\ 0,5 + m \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ 0,5 + m \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (9-31)$$

Ta nhận thấy $m = \frac{V_m}{E}$ có thể dao động từ 0 đến 0,5.

Có nhiều cách khác nhau để đạt các quy luật điều biến hình sin. Ta sẽ xem xét một số quy luật không phải được tính toán đúng nghĩa trong thời gian thực. Muốn vậy, cần phải xác định trước các nghiệm và đưa chúng vào bộ nhớ.

Nguyên lý thực hiện như sau: các kiểu PWM khác nhau được đưa vào bộ nhớ dạng các bảng cơ bản. Ở mỗi xung đồng hồ một cấu hình (các trạng thái logic đóng hoặc mở các bộ nghịch lưu) được truyền vào DMA (Direct Memory Access: Bộ nhớ truy nhập trực tiếp) với cổng ra là một từ 8 bit. 6 bit đầu tiên chứa trạng thái logic của 6 phần tử chuyển mạch (hai bit cuối không sử dụng). Một giao diện (khuếch đại, tạo xung, cách ly) phân chia các tín hiệu đến các phần tử chuyển mạch của bộ nghịch lưu.

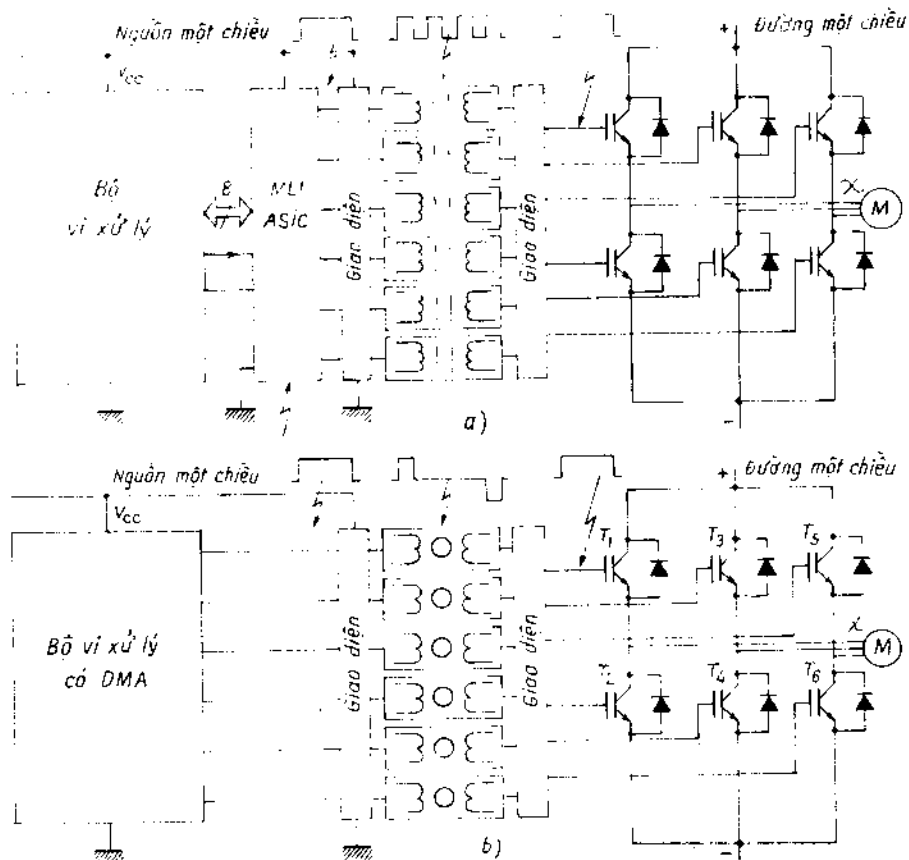


Hình 9.17 Điều biến hình sin
a); b) trong một chu kỳ PWM.

Mọi cấu hình được tính toán trước và được ghi vào bộ nhớ. Truy nhập vào DMA rất nhanh: bộ xử lý tốn ít thời gian tính toán và có thể được thực hiện bằng bộ vi điều khiển tiêu chuẩn rẻ tiền. Hình 9.18 so sánh hai cấu trúc, một cấu trúc có và một cấu trúc không có linh kiện chuyên dụng cho PWM.

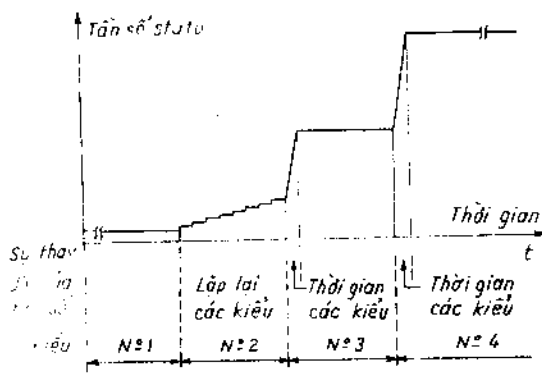
Hình 9.19 là ví dụ điều khiển trong đó chỉ sử dụng 4 bảng các kiểu chuyển mạch, kích thước bộ nhớ là 4kB và ở đây mở máy động cơ không đồng bộ theo quy luật $U/f = \text{const}$.

Ta nhận thấy các bậc với tần số cố định và các khoảng tăng tốc, ở đây ta sử dụng các kiểu lặp lại hoặc thay đổi các khoảng thời gian cơ sở. Chiến



Hình 9.18 Hai cấu trúc có thể sử dụng điều khiển trực tiếp bộ nghịch lưu.
 a) Có linh kiện chuyên dụng cho PWM; b) có DMA, không có linh kiện chuyên dụng cho PWM.

lược này được sử dụng một cách rõ ràng trong trường hợp tạm bằng lòng với các tính năng hạn chế để hạ giá thành. Lưu ý là một kiểu cơ sở là một từ 8 bit, 6 bit chứa các trạng thái của phân tử chuyển mạch (1 nếu đóng, 0 nếu mở, 2 bit không dùng đến).



Hình 9.19 Chiến lược điều khiển tốc độ thay đổi có ít kiểu (ở đây N = 4).

9.5 SỐ HÓA CÁC ĐIỀU KHIỂN PWM CÓ SÓNG MANG

9.5.1 Điều biến tương tự tự nhiên không trễ

Các điều biến độ rộng xung lập trình trước, PWM tối ưu, hoặc hình sin mà chúng ta vừa nghiên cứu trong các mục trước được thiết lập cho chế độ xác lập hình sin. Các điều biến độ rộng xung có sóng mang bây giờ được xét đối với chế độ quá độ bất kỳ. Cần phải cung cấp cho động cơ các điện áp mong muốn với tốc độ nhanh nhất có thể bằng điều khiển nằm ở tầng sát phía trước (thường là bộ điều chỉnh dòng điện).

Ta đã nghiên cứu nguyên lý PWM với sóng mang xác định trong phần tương tự. Ta thường gặp hai phương án chính.

9.5.1.1 Điều biến tương tự tự nhiên dịch trái

Kiểu điều biến này gọi là điều biến tự nhiên và không trễ vì thời gian điều biến phụ thuộc tức thời vào giao điểm của các tín hiệu đầu vào là tín hiệu điều khiển và sóng mang. Sóng mang $w(t)$ là các đoạn thẳng dốc lên theo phương trình:

$$w(t) = w_m \left(\frac{2t}{T} - 1 \right)$$

Hiện tử chuyển mạch ở vị trí đóng tại các thời điểm t_n xác định theo đồng hồ tần số cơ bản $t_n = nT_h$ và ở vị trí mở ở thời điểm t'_n xác định bằng giao điểm của điều khiển $u(t)$ với sóng mang. Thời điểm t'_n được xác định bằng phương trình:

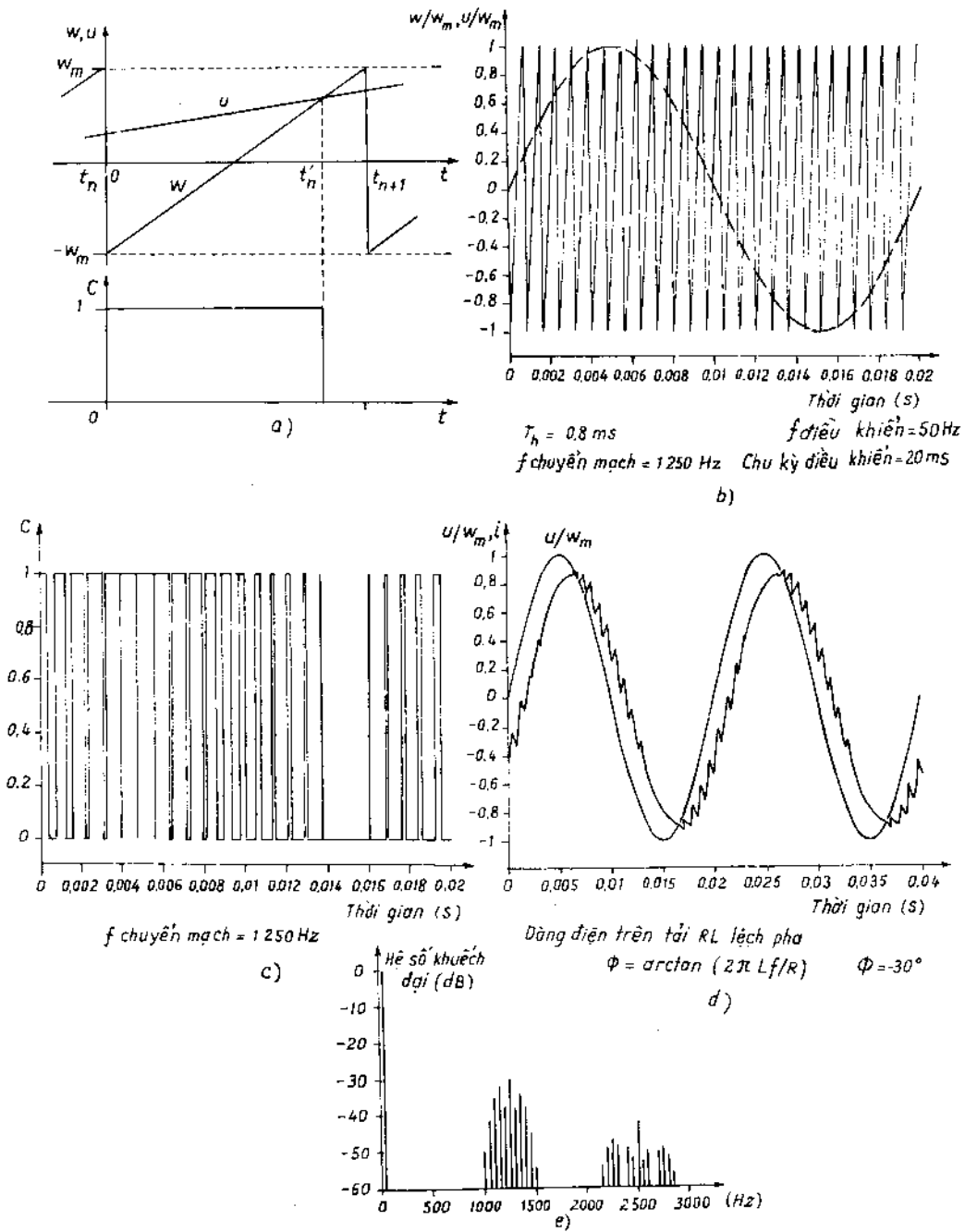
$$u(t'_n) = w_m \left(\frac{2t'_n}{T} - 1 \right) \quad (9.32)$$

tỷ số chu kỳ $\alpha_n = t'_n/T_h$

Hình 9.20 là ví dụ của phương pháp điều khiển này. Trên hình 9.20e là phổ điều hòa dòng điện ta thấy biên độ cao của sóng cơ bản 50 Hz và các điều hòa bậc cao xung quanh tần số chuyển mạch và điều hòa bậc nhất của chuyển mạch này. Ta nhận thấy điều biến dịch trái và ta được họ các điều hòa có các bậc sau:

$f_{\text{điều khiển}}$ (điều hòa cơ bản tìm kiếm)

$hf_{\text{chuyển mạch}} + pf_{\text{điều khiển}}$ đối với họ các điều hòa bội h của tần số cơ bản, p là số nguyên dương hoặc âm, chẵn hoặc lẻ.



Hình 9.20. a) Nguyên lý; b) Chuyển mạch; c) Tín hiệu logic điều khiển các phần tử chuyển mạch; d) Điều biến đơn tín hiệu điều khiển và dòng điện; e) Phổ điều hòa dòng điện.

9.5.1.2 Điều biến tương tự đối xứng

Phương án điều khiển này sử dụng sóng mang đối xứng là các đoạn thẳng có phương trình:

$$w(t) = w_m \left(\frac{4(t - t_n)}{T_h} - 1 \right)$$

$$w(t) = \left(-\frac{4(t - t_n)}{T_h} + 3 \right)$$

Nếu biến thiên điều khiển u không quá nhanh thì các giao điểm gần đối xứng với thời điểm $t_n + \frac{T_h}{2}$. Thời điểm các giao điểm là:

$$u(t'_n) = w_m \left(\frac{4(t'_n - t_n)}{T_h} - 1 \right) \quad (9-33)$$

$$u(t''_n) = w_m \left(-\frac{4(t''_n - t_n)}{T_h} + 3 \right) \quad (9-34)$$

tỷ số chu kỳ là: $\alpha_n = \frac{(t''_n - t'_n)}{T_h}$.

Hình 9.21 là ví dụ điều khiển này với cùng các trị số của đoạn trước. Trên hình 21e ta thấy biên độ cao của sóng cơ bản 50 Hz nhưng so với PWM lệch trái ta thấy ở đây PWM ở tâm cho các điều hòa bậc cao ít hơn ở xung quanh tần số chuyển mạch và bội của chúng. Các bậc điều hòa có dạng:

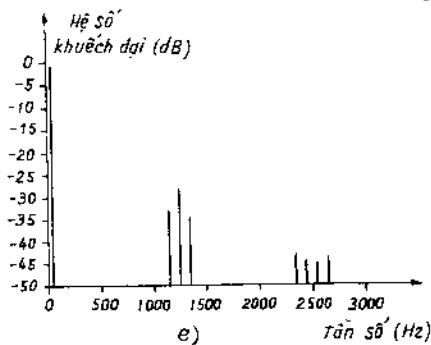
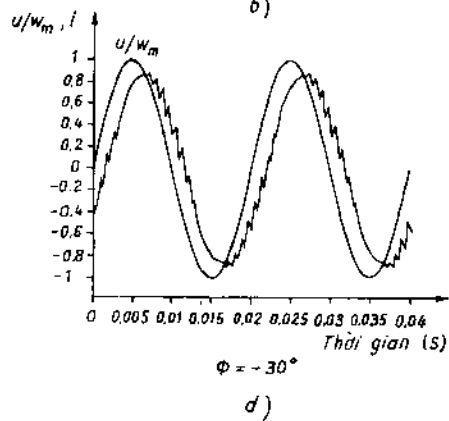
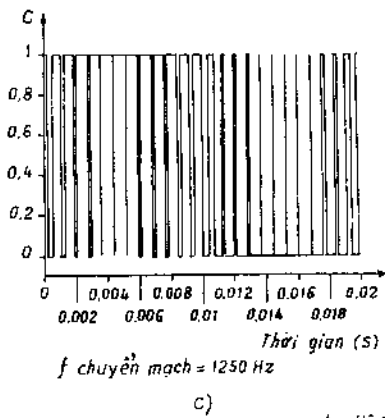
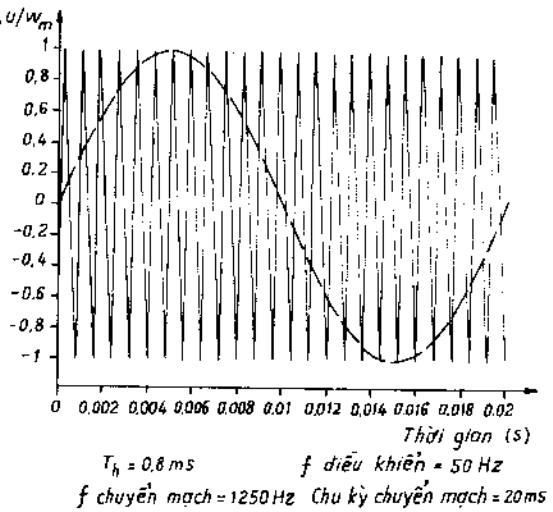
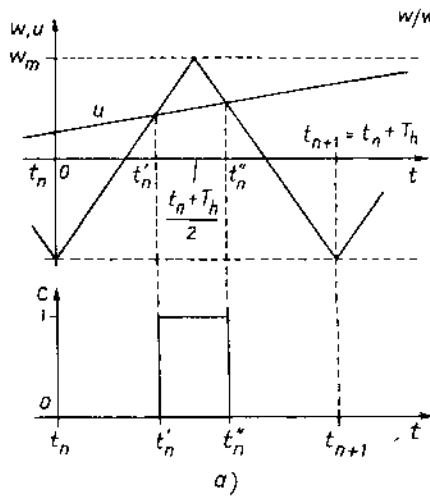
- $f_{\text{điều khiển}}$ (sóng cơ bản cần tìm);

$hf_{\text{chuyển mạch}} + 2pf_{\text{điều khiển}}$ với h các điều hòa quanh bội h của tần số chuyển mạch, p là số nguyên chẵn hoặc lẻ. Các thành phần kiểu $hf_{\text{chuyển mạch}} + pf_{\text{điều khiển}}$ với p nguyên, lẻ đã biến mất.

9.5.2 Điều biến số đều

Các kỹ thuật trình bày trong mục trước đáp ứng tốt với điều khiển tương tự, nhưng ta thấy các phương trình (9-32) đến (9-34) là các phương trình siêu việt, bởi vì ở chế độ xác lập ví dụ $u(t) = U_m \sin \omega t$, nghiệm của chúng trong thời gian thực không được bộ vi xử lý dự tính. Cần phải tìm kiếm các chuyển đổi số tương đối trực tiếp để đơn giản để đơn giản tính toán.

Trong trường hợp này tín hiệu điều khiển là tín hiệu số được lấy mẫu và



Hình 9.21 PWM tương tự trung tâm.

- a) Nguyên lý; b) Các tín hiệu trong một chu kỳ tín hiệu điều khiển; c) tín hiệu logic;
 d) điều biến đối xứng liên tục - tín hiệu điều khiển và dòng điện;
 e) Phổ điều hòa dòng điện.

lưu giữ. Điều này dựa trên giả thiết như sau:

- Ở mỗi thời điểm ta có hàm điều khiển $u(t)$ là hình ảnh của điện áp mong muốn. Điều khiển có thể được xác định theo điện áp pha mong muốn $v_i(t)$ (i là a, b hoặc c)

$$u_i(t) = \frac{1}{G_{in}} v_i(t)$$

- Có thể lấy mẫu và lưu giữ một cách tức thời. Tín hiệu này được biến đổi thành giá trị số của lấy mẫu $u_i(t_n)$, tức là:

$$u_i(t_n), \text{ với } t_n = nT$$

- Có thể thực hiện tính toán một cách tức thời để không có thời gian trễ do tính toán.

Hình 9.22 cho nguyên lý của hai phương án sau đây: các xung dịch phải và các xung dịch trái.

9.5.2.1 Các xung dịch phải

Trong phương án đầu tiên các tín hiệu mỗi hình răng cưa dốc xuống và các xung dịch phải. Biểu thức của w là:

$$w(t) = w_m \left[1 - 2 \cdot \frac{t - t_n}{T} \right] \quad (9-35)$$

Khoảng thời gian t_{in} ở đó biến logic điều khiển C_i là dương 1 và cho bằng tỷ số chu kỳ lấy mẫu:

$$\alpha_{in} = \frac{T_{in}}{T} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{u_i(t_n)}{w_m} \right] \quad (9-36)$$

và thời điểm chuyển mạch t'_{in} bằng:

$$t'_{in} - t_n = T - t_{in} \quad (9-37)$$

a phương án dịch phải

b phương án dịch trái

Hình 9.22 PWM số đều

Ta nhận thấy rằng sự lệch phải gây trễ trong ứng dụng điều khiển và ta mong muốn tiến hành phương án sau .

9.5.2.2 Các xung dịch trái

Trong phương án này ta nhận thấy xung dịch sang bên trái. Trong trường

hợp này tín hiệu môi là:

$$w(t) = w_m \left[-1 + 2 \frac{t - t_n}{T} \right] \quad (9-38)$$

Thời gian τ_{in} cho theo công thức (9.36) và thời điểm chuyển mạch là:

$$t'_{in} - t_n = \tau_{in} \quad (9-39)$$

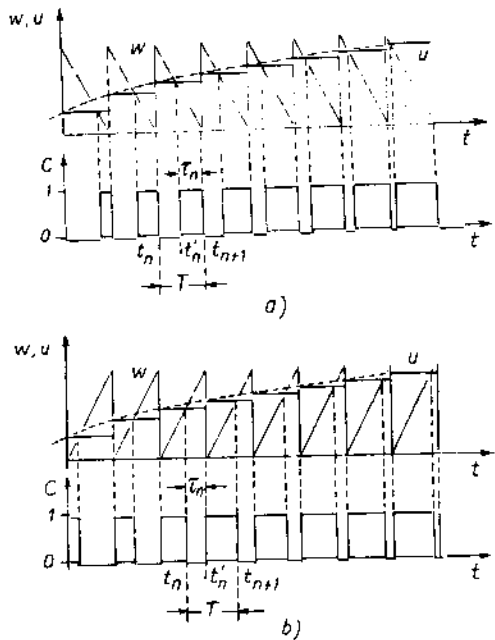
Trong thực tế sóng mang hình răng cưa $w(t)$ có thể được thực hiện bằng đếm lùi (phương án 1) hoặc đếm tiến (phương án 2) với so sánh $w(t)$ với giá trị $u_i(t_n)$ để xác định thời điểm chuyển mạch khi $w(t'_{in}) = u(t_n)$.

Hình 9.23 là ví dụ điều khiển này với cùng giá trị số trong các mục trên. So sánh các đường cong 9.20d và 9.23c cho phép kiểm tra thấy sự lấy mẫu tạo nên lệch pha thêm và ta có thể đưa vào mô hình bằng thời gian trễ $T_1 = T_H/2$ (xem hình 9.24a và b).

Trên hình 9.23d ta thấy biên độ cao của sóng cơ bản ở 50Hz nhưng cũng có các điều hòa bội của sóng cơ bản và các điều hòa quanh tần số 1250Hz và 2500Hz được tạo nên chuyển mạch 1250Hz như ví dụ hình 9.20e nhưng với mức độ trầm trọng hơn do lấy mẫu phối hợp với điều biến dịch trái.

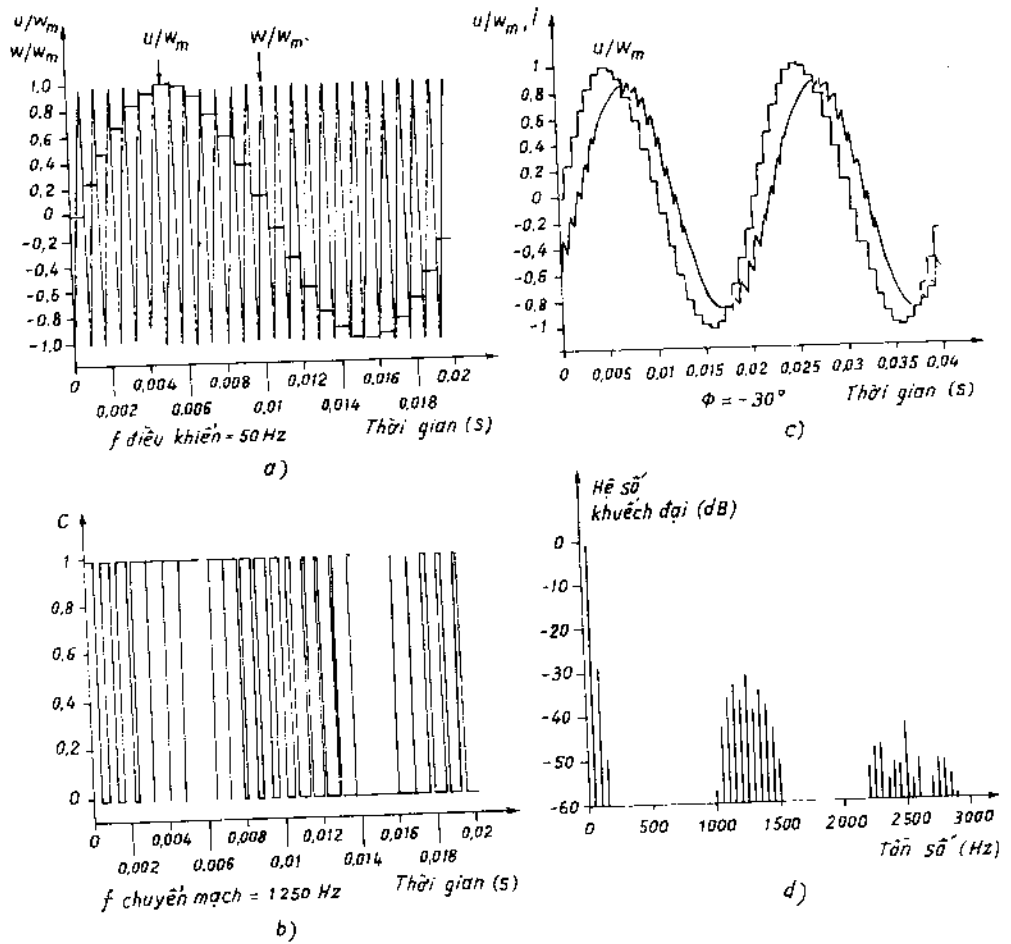
9.5.2.3 Cấu trúc phần cứng và phần mềm cho PWM

Thông thường chương trình trong thời gian thực để thực hiện điều khiển không tạo ra một cách rõ ràng sóng mang $w(t)$ và tín hiệu t của điều khiển $u(t)$ để phát hiện sự giao nhau như các hình 9.22a và b. Thực vậy, để đơn giản ở thời điểm lấy mẫu, (t_n) dự kiến sự cắt nhau bằng cách tính thời gian $t'_{in} - t_n$ do bộ đếm và bộ đếm lùi thực hiện để đếm lùi tới thời điểm qua không là thời điểm chuyển mạch.



Hình 9.22 PWM số đều

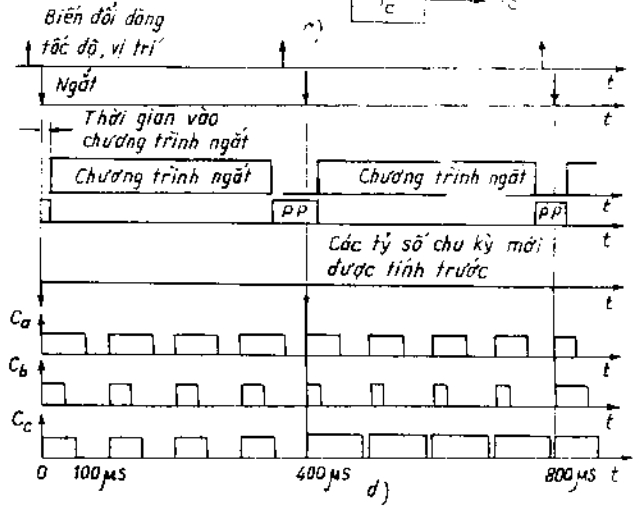
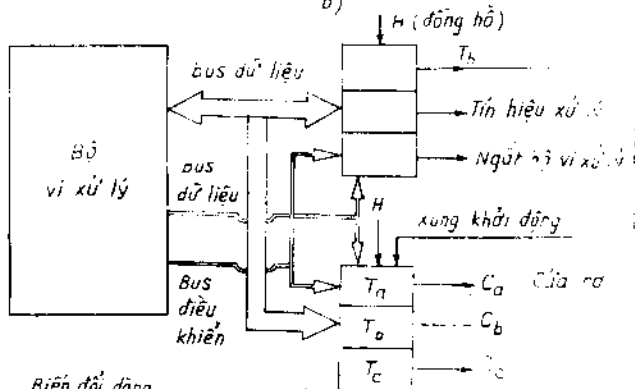
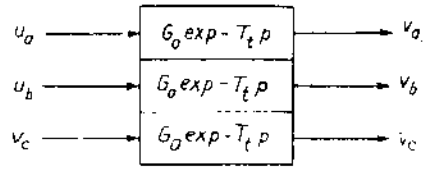
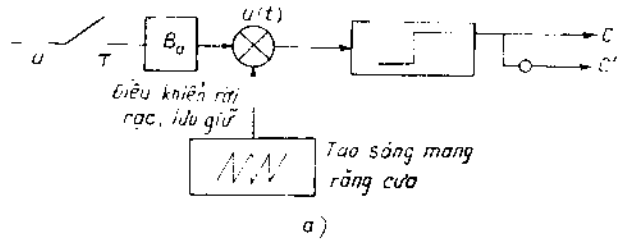
a) Phương án dịch phải; b) Phương án dịch trái.



Hình 9.23 Điều biến số đều.

a) Tín hiệu điều khiển lấy mẫu và sóng mang; b) Tín hiệu logic điều khiển phân tử chuyển mạch; c) Dạng dòng điện tải, điều biến rời rạc đều; d) Phổ điều hòa dòng điện.

Trong mạch ba pha điều khiển bằng bộ vi xử lý có thể minh họa bằng hình 9.24c và d. Ví dụ này liên quan đến điều khiển động cơ chấp hành đồng bộ được cung cấp bằng bộ nghịch lưu tranzito điều chỉnh dòng điện và tốc độ. Trong ví dụ này thời gian tính toán cần thiết đối với các thuật toán khác nhau lớn hơn ba lần chu kỳ băm của bộ nghịch lưu ba pha. Chu kỳ lấy mẫu được chọn bằng số lần chu kỳ băm (trong ví dụ này $N = 4$) và tỷ số chu kỳ là không đổi trong chu kỳ lấy mẫu. Để tránh nhiễu các thời điểm lấy mẫu được lệch (vượt trước) so với thời điểm chuyển mạch. Hai chu kỳ luôn được



Hình 9.24 PWM số đều.
 a) Sơ đồ nguyên lý; b) Sơ đồ chức năng; c) Ví dụ cấu trúc phần cứng;
 d) Biểu đồ thời gian.

đồng bộ hóa.

Ta có thể liệt kê các nhiệm vụ sau đây:

- Ở mỗi thời điểm lấy mẫu (biên đối tượng tự - số) của các phép đo đại lượng điều chỉnh.

- Sau hai giây tiến hành:

- đặt ba tỷ số chu kỳ được tính ở chu kỳ trước luôn có một thời gian trễ đối với một chu kỳ lấy mẫu trong điều chỉnh;
- tính toán các tỷ số chu kỳ mới để áp dụng cho chu kỳ tiếp theo.

Trong ví dụ này lựa chọn PWM rời rạc tự nhiên được giải thích bằng sự cần thiết sử dụng các thuật toán nhanh cần tiến hành. Chu kỳ lấy mẫu không do bộ nghịch lưu áp đặt mà do cơ cấu điều khiển. Chu kỳ lấy mẫu $T = NT_h$ với $N > 1$. Trong mô hình trên hình 9.24 ta có $T_s = T/2$.

9.5.3 Điều biến số đối xứng

Điều biến này là một phương án của các điều biến trên trong đó ta tìm tín hiệu đối xứng theo thời điểm $T/2$ để giảm thiểu các điều hòa, do đó các xung ở giữa. Hình 9.25 trình bày nguyên lý này. Sóng mang có hai biểu thức:

$$\text{ở sườn tăng } w(t) = w_m \left(\frac{4(t - t_n)}{T_h} - 1 \right), t_n < t < t_n + \frac{T}{2}$$

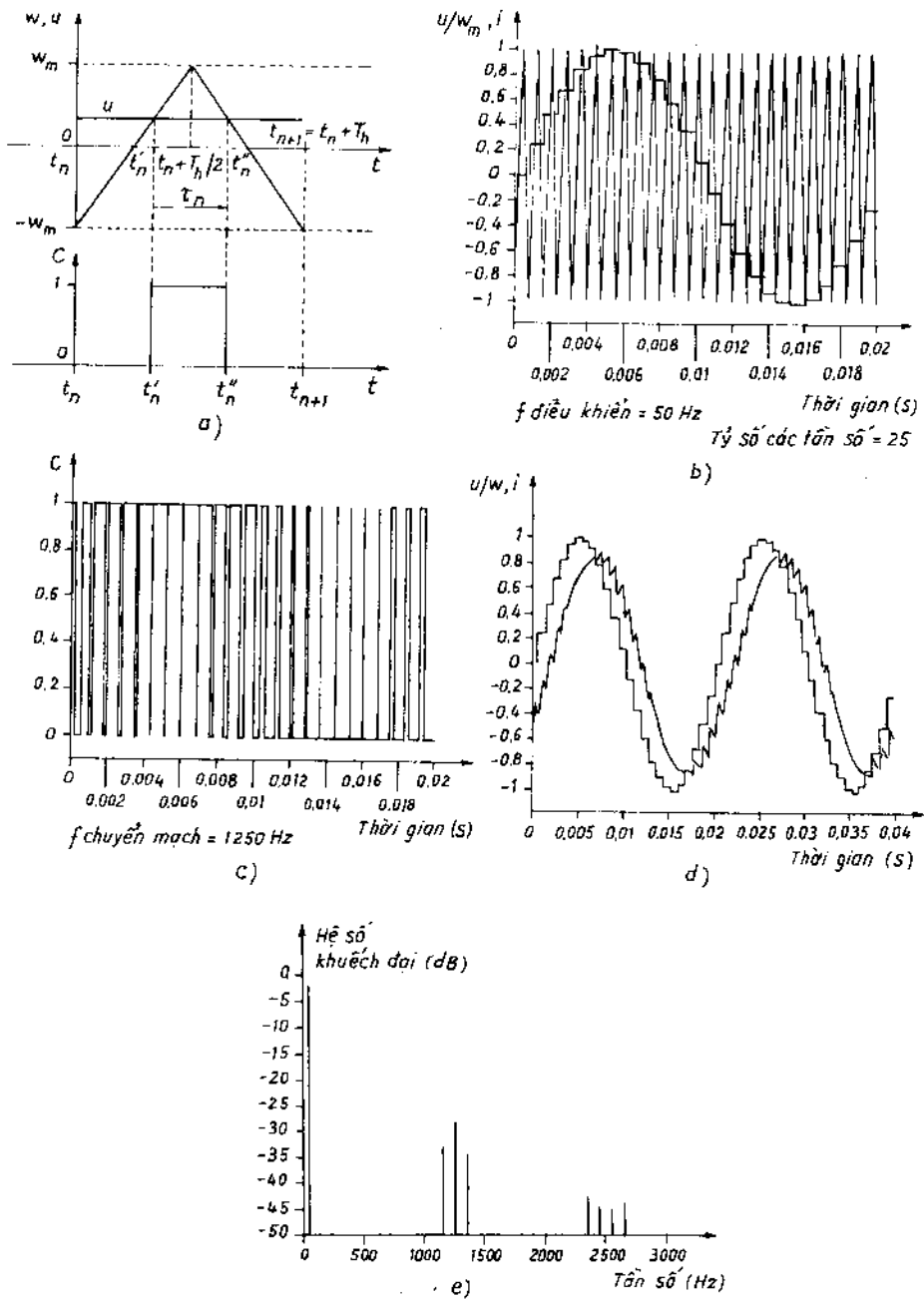
$$\text{ở sườn giảm } w(t) = w_m \left(- \frac{4(t - t_n)}{T_h} + 3 \right), t_n + \frac{T}{2} < t < t_{n+1}$$

Thời gian τ_n cho theo công thức (9.36) và các thời điểm chuyển mạch là:

$$t'_{in} - t_n = \frac{T}{2} - \frac{\tau_{in}}{2} \quad (9-40)$$

$$t''_{in} - t_n = \frac{T}{2} + \frac{\tau_{in}}{2} \quad (9-41)$$

Việc thực hiện do hai bộ đếm - đếm lùi đảm bảo, bộ đầu tiên đếm từ 0 đến $T/2 - \tau_n/2$ bộ thứ hai đếm đến $T/2 + \tau_n/2$ phối hợp với một cổng OR loại trừ. Hình 9.25 là các tín hiệu liên quan đến điều khiển này với cùng các giá trị số như trước. Xét hình vẽ này ta thấy việc rời rạc hóa dẫn đến sự lệch pha dòng điện so với điều khiển logic ở hình 9.21 như đã nhận xét ở mục trước. Trên hình 9.25e ta có thể thấy sự đúng giữa của các xung loại bỏ được các điều hòa bội của sóng cơ bản và các điều hòa bậc cao do chuyển mạch so



Hình 9.25 PWM số đối xứng trung tâm (tỷ số các tần số: 25)

- a) Nguyên lý; b) Các tín hiệu trong một chu kỳ tín hiệu điều khiển;
 c) Tín hiệu logic điều khiển; d) Tín hiệu điều khiển và dòng điện; e) Phổ dòng điện.

với trường hợp điều biến dịch trái. Việc giảm các điều hòa bậc cao cho thấy ưu việt của điều biến này. Khi số chu kỳ chuyển mạch tương đối lớn so với chu kỳ điều khiển sự méo dạng sóng do hoạt động của PWM vẫn nhỏ.

Các số liệu thường gặp đối với tỉ số hai chu kỳ (tối thiểu là 20 hoặc 30) ứng với trường hợp được xử lý trên hình 9.25, ở đây tỷ số là 25. Nếu tỷ số thấp hơn các điều hòa bậc cao tăng rất mạnh, như trường hợp ví dụ hình 9.26 khi tỷ số được chia cho 2 (nghĩa là 12,5) so với trường hợp trên. Ta sẽ thấy trong trường hợp này các điều hòa ở 100Hz và có dạng $625h + 50p$, trong đó p là số nguyên chẵn hoặc lẻ. Trường hợp này ứng với các bộ nghịch lưu công suất lớn trong đó tần số chuyển mạch của các linh kiện bị hạn chế một cách tự nhiên.

9.5.4 Điều biến số không đối xứng

Khi ta muốn có chu kỳ lấy mẫu (để tính toán) nhỏ hơn chu kỳ chuyển mạch nên dùng điều biến không đối xứng. Như vậy bằng cách giữ cùng một tần số chuyển mạch các phần tử ta tăng gấp đôi tần số lấy mẫu và cải thiện đáp ứng bằng cách giảm độ méo. Để tiến hành ta thực hiện lấy mẫu và lưu giữ trong tất cả nửa chu kỳ PWM (hoặc chia chu kỳ lấy mẫu cho hai $T = T_p/2$) và tính toán một cách độc lập thời điểm chuyển qua 1 và thời điểm quay về 0. Như vậy sẽ thực hiện dịch phải và dịch trái. Hình 9.27 giải thích nguyên lý này.

- Ở sườn tăng, chu kỳ (t_n, t_{n+1}) ta có:

$$w(t) = w_m \left[-1 + 2 \frac{t - t_n}{T} \right] \quad (9-42)$$

- Ở sườn giảm, chu kỳ (t_{n+1}, t_{n+2}) ta có:

$$w(t) = w_m \left[1 - 2 \frac{t - t_{n+1}}{T} \right] = w_m \left[-1 - 2 \frac{t - t_{n+2}}{T} \right] \quad (9-43)$$

- Các thời điểm chuyển mạch kiểm tra điều kiện:

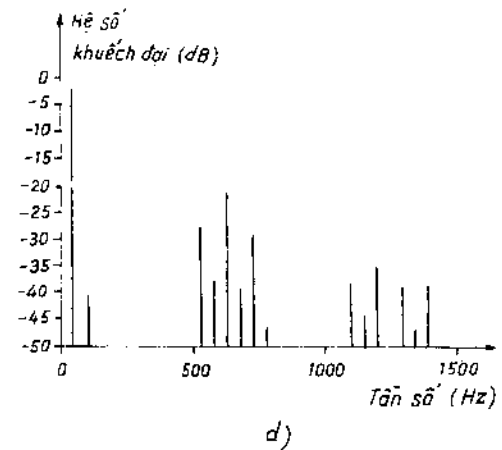
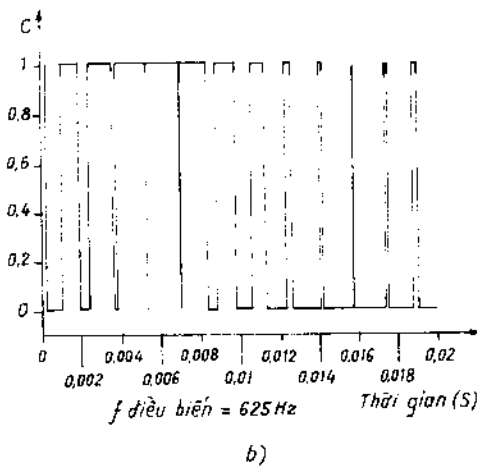
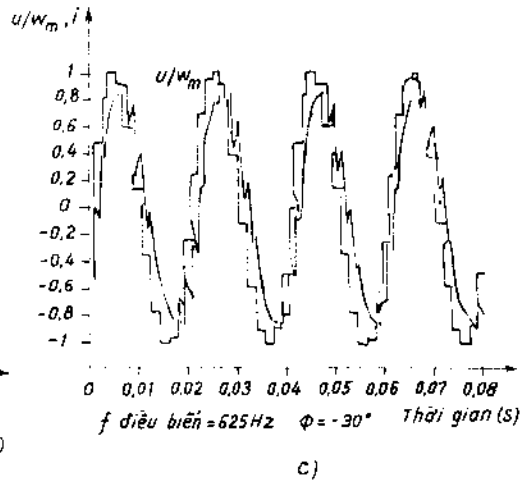
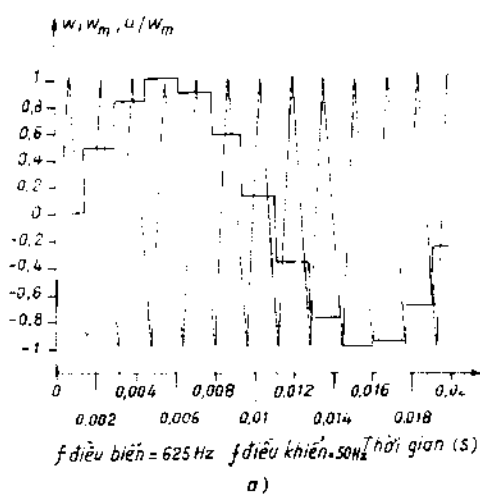
$$\frac{t'_n - t_n}{T} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{u_1(t'_n)}{w_m} \right] \quad (9-44)$$

$$\frac{t'_{n+1} - t_{n+1}}{T} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{u_1(t'_{n+1})}{w_m} \right] \quad (9-45)$$

Các công thức này dùng để lập trình các thời điểm chuyển mạch. Các khoảng thời gian dẫn ở vị trí 1 cho các tỷ số chu kỳ

$$\alpha_n = \frac{T_n}{T} = \frac{t'_n - t_n}{T} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{u_i(t_n)}{w_m} \right] \quad (9-46)$$

$$\alpha_{n+1} = \frac{T_{n+1}}{T} = \frac{t'_{n+2} - t_{n+1}}{T} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{u_i(t'_{n+1})}{w_m} \right] \quad (9-47)$$



Hình 9.28 PWM số trung tâm đối xứng (tỷ số các tần số: 12,5)

- a) Các tín hiệu trong một chu kỳ của tín hiệu điều khiển; b) Tín hiệu logic điều khiển; c) Tín hiệu điều khiển và dòng điện; d) Phổ dòng điện.

Các đường cong trên hình 9.27 cho thấy điều biến không đối xứng với tần số chuyển mạch thấp (tỷ số bằng 12,5 trên hình 9.26) nhưng với chu kỳ lấy mẫu điều khiển gấp đôi (25 với hình 9.25) cho kết quả tốt nhất: các điều hòa ở 100Hz biến mất và các điều hòa bậc cao là kiểu $625h + 2p \times 50$; các điều hòa $625h + 50p$ (p lẻ) cũng biến mất.

9.5.5 Thực hiện điều biến ba pha. Cải thiện các tính năng

9.5.5.1 Các công thức chung

Trong các chương trước ta mới đề cập các thuật toán đối với một pha. Ở đây ta đưa ra một số công thức cho phép biểu diễn các điện áp pha của mạch ba pha. Ta xét giá trị trung bình của các điện áp trong một chu kỳ lấy mẫu theo tín hiệu điều khiển (u_3)

$$\langle v_3 \rangle = T_{32} {}^1T_{32} \langle v_{3M} \rangle = \frac{E}{2w_m} T_{32} {}^1T_{32}(u_3) = \frac{E}{2w_m} T_{32}(u_2) \quad (9-48)$$

Giả thiết biết điện áp ba pha mong muốn $\langle v_3 \rangle_{des}$ ta có thể suy ra điện áp hai pha mong muốn

$$\langle v_2 \rangle_{des} = {}^1T_{32} \langle v_3 \rangle_{des}$$

Ta lưu ý rằng trong đa số trường hợp giá trị mong muốn của các điện áp hai pha đầu tiên đã biết, ta có thể suy ra tín hiệu điều khiển dưới dạng hai pha:

$$u_2 = \frac{2w_m}{E} {}^1T_{32} \langle v_3 \rangle_{des} = \frac{2w_m}{E} \langle v_2 \rangle_{des} \quad (9-49)$$

tiếp theo là (u_3) trong đó u_0 là tùy ý:

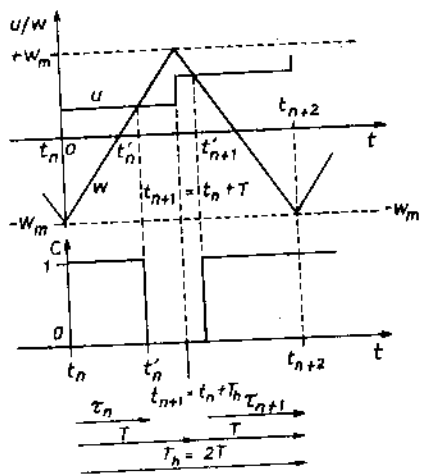
$$u_3 = T_{31} u_0 + \frac{2w_m}{E} T_{32} {}^1T_{32} \langle v_3 \rangle_{des} \quad (9-50)$$

Ta có thể tính toán các chỉ số chu kỳ, ví dụ đối với điều biến đối xứng trung tâm:

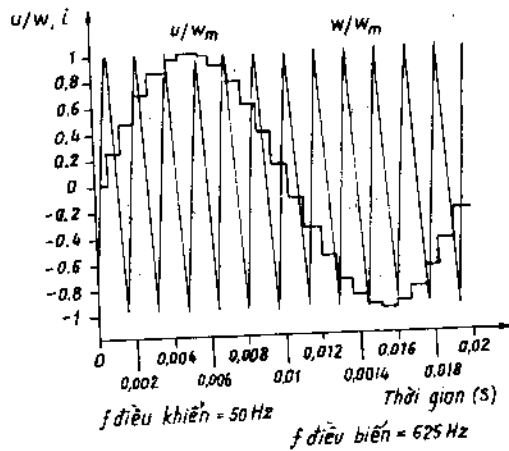
$$\alpha_{in} = \frac{T_{in}}{T} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{u_1(t_h)}{w_m} \right] \quad (9-51)$$

9.5.5.2 Loại bỏ méo dạng sóng bằng cách chuyển sang điều khiển bảo hòa đưa vào điều hòa bậc ba

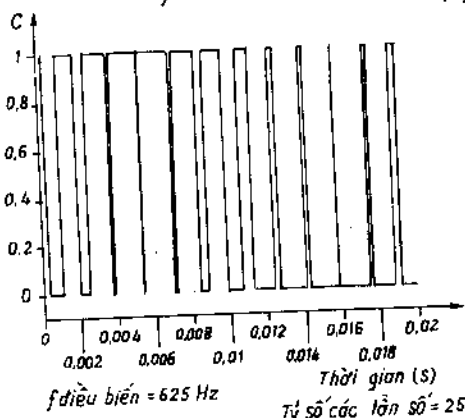
Bộ nghịch lưu thể hiện bảo hòa nếu khoảng thời gian của nguồn mong muốn là âm ($\tau < T_h$). Ở mức điện áp cao, điều khiển có dạng:



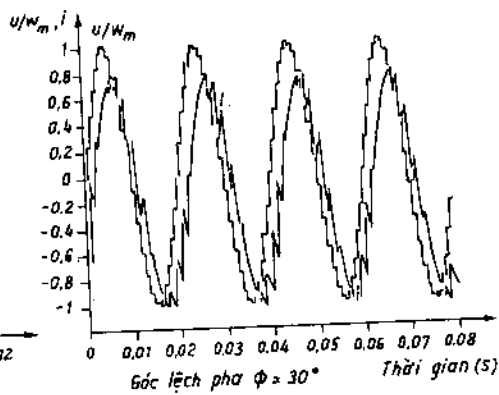
a)



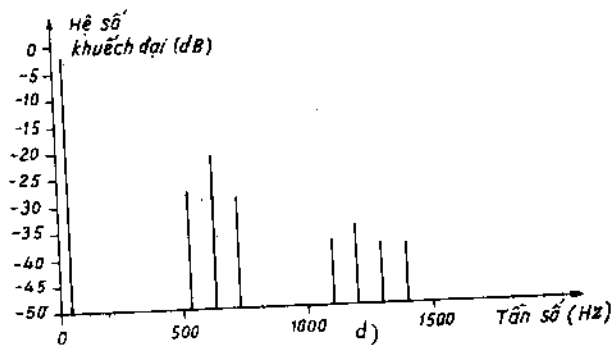
b)



c)



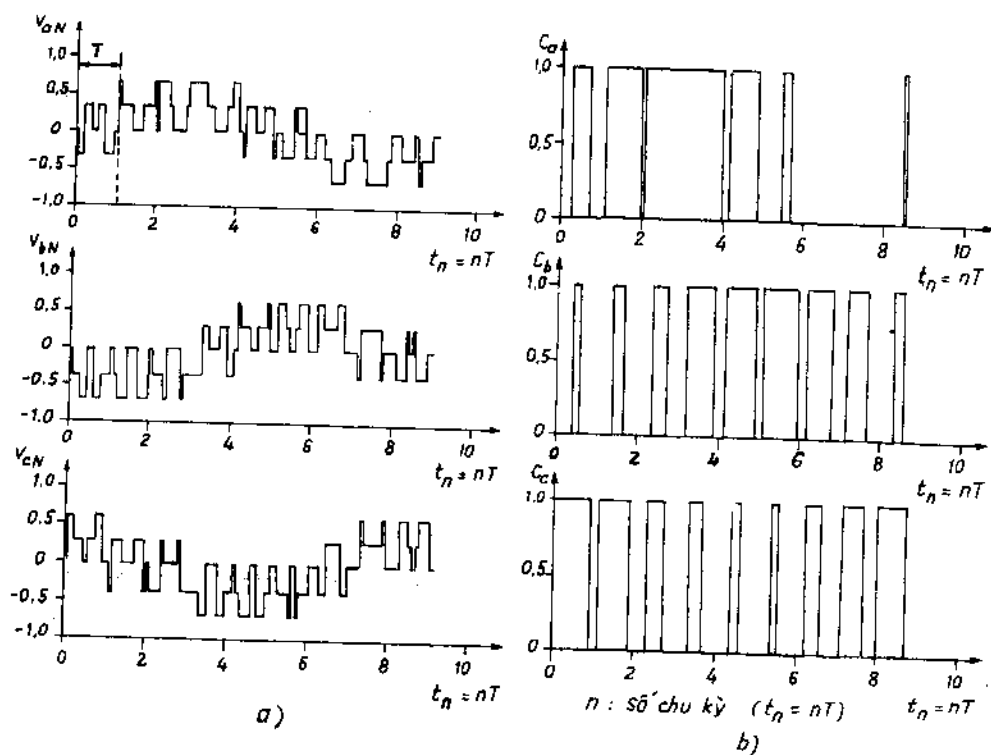
d)



Hình 8.27 PWM số không đối xứng (tỷ số các tần số chuyển mạch: 12,5)

a) Nguyên lý; b) Các tín hiệu trong một chu kỳ tín hiệu điều khiển;

c) Tín hiệu logic điều khiển; d) Tín hiệu điều khiển và dòng điện; e) Phổ dòng điện



Hình 9.28 Loại bỏ méo dạng sóng bằng cách chuyển sang điều khiển bảo hòa.
 a) Điện áp giữa pha và trung tính đối với PWM ba pha có bảo hòa; b) Các tín hiệu logic điều khiển; c) Phân tích phổ điện áp của hình a.

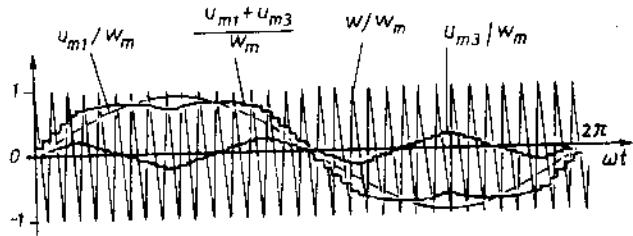
$$u = U_m \cos \omega t, \text{ với } U_m > w_m \quad (9-52)$$

Sinh ra các điều hòa dòng điện bậc thấp như các kết quả trên hình 9.28a và b và qua phổ dòng điện trên hình 9.28c vẫn còn ở trạng thái 1 hoặc 0 trong nhiều chu kỳ với các điều hòa thấp có giá trị lớn, đặc biệt điều hòa bậc 7, 9, 11.

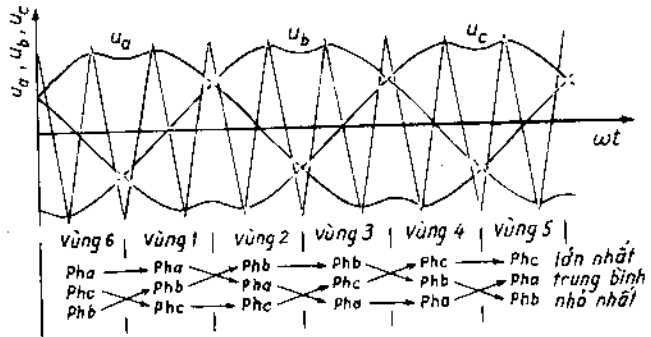
Ta có thể cải thiện kết quả này bằng cách đưa thêm thành phần thứ tư không và sử dụng điều khiển tối ưu dạng:

$$u = U_m \left[\cos \omega t + \frac{1}{6} \cos (3\omega t) \right] \text{ với } U_m > w_m \quad (9-53)$$

Hình 9.29 là ví dụ điều khiển số cho một pha. Hình 9.30 nêu nguyên lý điều khiển số ba pha, ta nhận thấy rằng để giảm điện áp có biên độ trở thành quá lớn ta có thể thêm vào một số tín hiệu điều hòa bội ba. Điều này đúng với chế độ xác lập hình sin (hoặc điều biến hình sin). Tuy vậy ở chế độ quá độ không tồn tại khái niệm điều hòa bậc ba và ta cần phải sử dụng một thuật toán thích hợp. Ví dụ ta có thể chọn một giải pháp thích ứng với điều khiển thời gian



Hình 9.29 Tín hiệu điều khiển PWM không đối xứng có thêm điều hòa bậc ba.

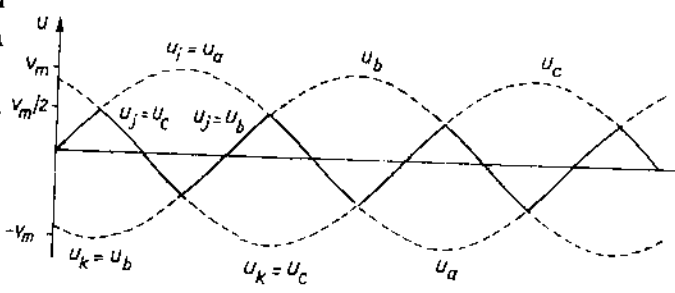


Hình 9.30 Dạng các tín hiệu điều khiển kiểu thêm điều hòa bậc ba, ba pha.

thực và trong chế độ quá độ. Trong các tỷ số chu kỳ $\alpha_i = \tau_i/T_h$ ta đưa vào một thành phần thứ tự không ký hiệu là u_i ,

$$\alpha_i = \frac{1}{2} (1 + u_i/w_m + u_i/W_m), \quad i = 1, 2, 3 \quad (9-54)$$

với u_i là tín hiệu điều khiển (hình ảnh của điện áp mong muốn), $u_i = u_j/2$ với u_j là một trong ba tín hiệu điều khiển $u_i > u_j > u_k$ (hình 9.31). Hình 9.32a và b cho thấy thuật toán này làm giảm méo dạng sóng khi chuyển sang bão hòa



Hình 9.31 Xác định các tín hiệu $u_i > u_j > u_k$

(hình 9,32c). Tuy nhiên ta cũng nhận thấy rằng nếu ta muốn giảm các điều hòa bậc thấp sẽ dẫn đến tăng một số điều hòa bậc cao, trong trường hợp này là bậc 17 và 19.

9.6 ĐIỀU BIẾN VÉCTƠ

9.6.1. Đại cương

Sử dụng công nghệ số cho phép thực hiện các chiến lược điều biến ba pha đặc biệt không dẫn đến kỹ thuật tương tự. Điều biến vectơ còn gọi là không gian vectơ xử lý trực tiếp trong mặt phẳng hai pha của biến đổi Concordia. Giả thiết dựa trên cơ sở điều khiển số và thuật toán điều chỉnh đã xác định các thành phần mong muốn v_α và v_β .

Trong chương 8 ta đã thấy rằng tại một thời điểm cho trước bộ nghịch lưu chỉ có thể phát 8 điện áp v_i ($i = 0, \dots, 7$) trong mặt phẳng của biến đổi Concordia (v_α, v_β) hai điện áp bằng không còn 6 điện áp có môđun là $E\sqrt{2/3}$ và argumen $\pi/3(i - 1)$. Hai vectơ liên tiếp ký hiệu là (u_i) và (u_{i+1}) xác định vùng i (hình 9.33) với i thuộc khoảng $[i, i+1]$. Ta có thể viết điện áp $(V)_i$ dưới dạng tọa độ cực:

$$\begin{aligned}
 (V)_i &= \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix}_i = E\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \pi/3\cos(i-1) \\ \pi/3\sin(i-1) \end{pmatrix} \\
 &= E\sqrt{\frac{2}{3}} p[\pi/3(i-1)] \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{9-55}$$

Bộ nghịch lưu không thể cung cấp các điện áp $(V)_i$ một cách chính xác và tức thời. Ta chỉ có thể thực hiện một điện áp (v_2) nào đó theo giá trị trung bình trong một chu kỳ băm T. Để chứng minh điều này ta nên viết điện áp (v_2) muốn thực hiện dưới dạng tọa độ cực với môđun V và góc cực ξ (hình

9.33), ma trận quay $P(\xi)$.

$$(v_2) = \begin{vmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{vmatrix} = V \begin{vmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{vmatrix} = VP(\xi) \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (9-56)$$

Ta đánh dấu một vùng nào đó (I đến VI) vectơ thuộc vùng này, nghĩa là cần xác định một số nguyên i thuộc vùng $[1, 6]$ và góc ξ_i thuộc $[0, 60^\circ]$ sao cho

$$\xi = \pi/3(i - 1) + \xi_i \quad (9-57)$$

$$(v_2) = VP[(\pi/3i - 1) + \xi_i] \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (9-58)$$

Thuật toán xác định i được mô tả trên hình 9.34.

Vì ta chỉ có giá trị trung bình (v_2) ta phải áp dụng các giá trị có thể thực hiện được (v_i) trong các khoảng thời gian bám xung T . Để giảm thiểu sự gợn sóng điện áp và bằng thứ tự các điều hòa ta chấp nhận rằng phải thực hiện (v_2) bằng hai điện áp gần nhất. Vì thế ta đặt:

$$(v_2) = \delta_i(V)_i + \delta_{i+1}(V)_{i+1} \quad (9-59)$$

ở đây δ_i và δ_{i+1} là các khoảng thời gian theo giá trị tương đối mà ta đặt điện áp $(V)_i$ và $(V)_{i+1}$.

$\delta_i(V)_i$ và $\delta_{i+1}(V)_{i+1}$ là các hình chiếu của (v_2) lên các vectơ lân cận.

Ta có thể xác định δ_i và δ_{i+1} bằng phương pháp hình học hoặc giải tích.

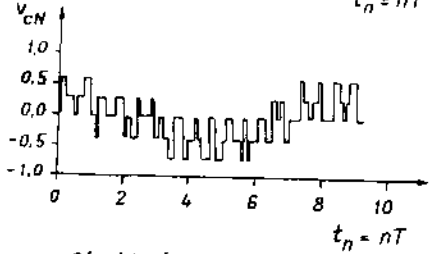
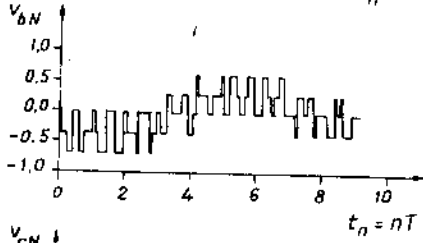
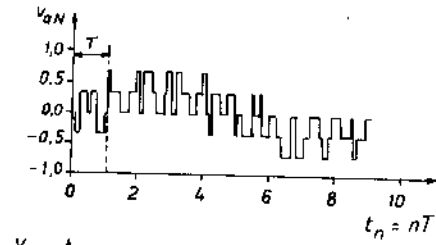
Để tiến hành ta khai triển các phương trình (9-58) và (9-59)

$$\begin{aligned} & VP[\pi/3(i - 1) + \xi_i] \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \\ &= \delta_i E \sqrt{\frac{2}{3}} P[\pi/3(i - 1)] \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} + \delta_{i+1} E \sqrt{\frac{2}{3}} P[\pi/3] \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (9-60)$$

Phương trình ma trận này được đơn giản một cách dễ dàng, ta nhận được hai phương trình vô hướng:

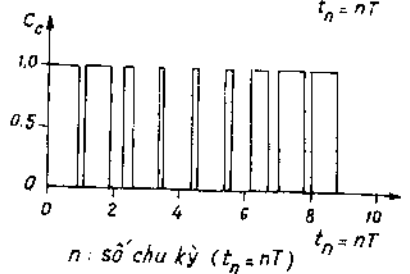
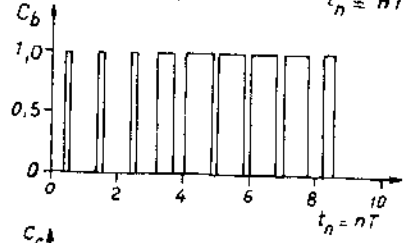
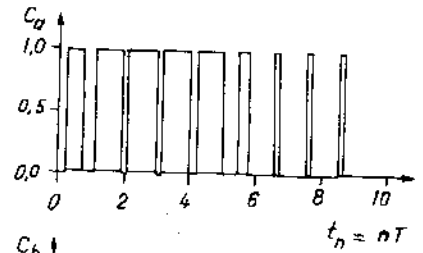
$$\begin{aligned} \delta_i + \frac{1}{2} \delta_{i+1} &= \frac{V}{E\sqrt{2/3}} \cos \xi_i \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \delta_{i+1} &= \frac{V}{E\sqrt{2/3}} \sin \xi_i \end{aligned}$$

Các phương trình này có nghiệm là:



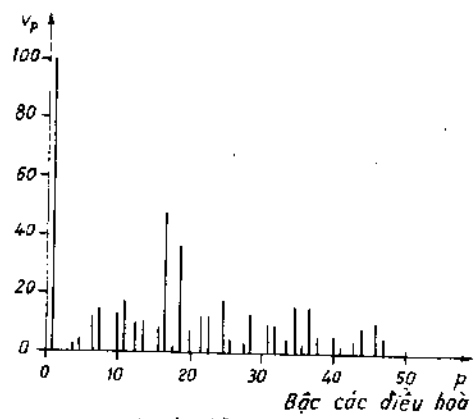
Các điện áp như trên hình 9.28
nhưng sử dụng thuật toán (9.54)

a)



n : số chu kỳ ($t_n = nT$)

b)



v_p : biên độ của điều hòa bậc p chia cho biên độ bậc 1

c)

Hình 9.32 Chế độ quá độ

- a) Điện áp giữa pha và trung tính; b) Các tín hiệu logic điều khiển;
- c) Phân tích phổ của các điện áp hình a.

$$\delta_i = \sqrt{2} \frac{V}{E} \sin(\pi/3 - \xi_i) \quad (9-61)$$

$$\delta_{i+1} = \sqrt{2} \frac{V}{E} \sin(\xi_i) \quad (9-62)$$

Các thông số δ_i và δ_{i+1} cho các khoảng thời gian τ_i và τ_{i+1} , trong các khoảng đó ta đặt điện áp $(V)_i$ và $(V)_{i+1}$.

$$\delta_i = \frac{\tau_i}{T} \quad \text{và} \quad \delta_{i+1} = \frac{\tau_{i+1}}{T} \quad (9-63)$$

Cuối cùng ta bổ xung vào chu kỳ T bằng cách áp dụng vectơ không $(V)_0$ hoặc $(V)_7$ trong các khoảng τ_0 và τ_7

$$\delta_0 = \frac{\tau_0}{T} \quad \text{và} \quad \delta_7 = \frac{\tau_7}{T} \quad (9-64)$$

$$\delta_0 + \delta_7 = 1 - \delta_i - \delta_{i+1} \quad (9-65)$$

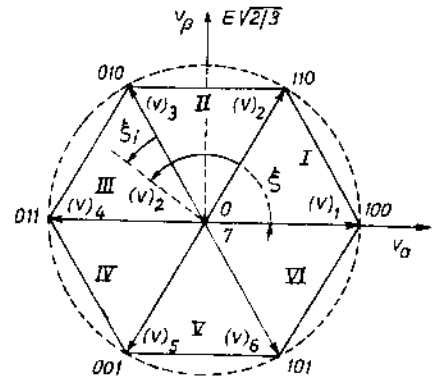
Các điện áp như trên hình 9.28 nhưng sử dụng thuật toán (9-54)

Các khoảng thời gian δ_0 và δ_7 phải dương hoặc bằng không, vùng thuộc mặt phẳng (v_α, v_β) là đa giác trên hình 9.33. Nếu ta lấy từ đa giác tổng của các môđun $\delta_i |v_i| + \delta_{i+1} |v_{i+1}|$ lớn hơn bán kính vòng tròn, do vậy $\delta_i + \delta_{i+1} > 1$, điều khiển này là không thể thực hiện được.

9.6.2 Chọn các chuyển mạch

Ví dụ điều biến không đối xứng kiểu một chiều.

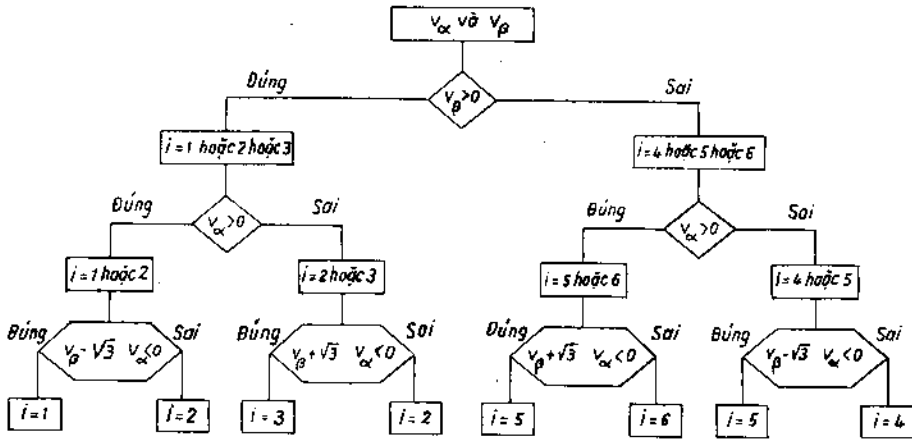
Việc bố trí các khoảng tương ứng, đặc biệt δ_0 và δ_7 có thể tạo nên nhiều sự lựa chọn. Ta nhấn mạnh chiến lược thường dùng để tối thiểu hóa số lần chuyển mạch. Một cách kinh điển là chọn chiến lược điều biến không đối xứng. Ta lấy ví dụ điện áp nằm trong vùng III (hình 9.35). Ta thay đổi thứ tự kiểu điều



Hình 9.33 Các điện áp phát trong mặt phẳng (v_α, v_β) và xác định các vùng.

biến dịch phải $v_0 - v_3 - v_4 - v_7$ và một kiểu dịch trái $v_7 - v_4 - v_3 - v_0$. Chu kỳ lấy mẫu là T. Chu kỳ máy tính và chu kỳ chuyển mạch gấp đôi $T_h = 2T$.

Trong thực tế ta thường chọn các thời gian bằng nhau để áp dụng các



Hình 9.34 Thuật toán xác định vùng i.

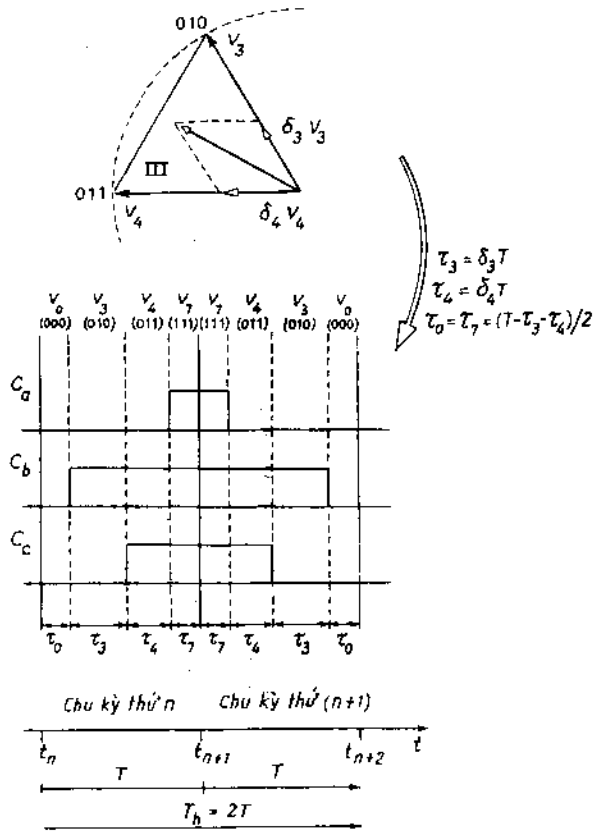
vector không :

$$\tau_0 = \tau_7 = (T - \tau_3 - \tau_4) / 2 \quad (9-66)$$

Theo chiến lược này ta giả thiết thời gian tính toán rất ngắn, nghĩa là nhỏ hơn khoảng thời gian đầu tiên đặt vectơ không ($\delta_0 T$ hoặc $\delta_7 T$). Do vậy ta có thể chọn khoảng thời gian đầu tiên đặt vectơ không (v_0 hoặc v_7) sao cho chúng lớn hơn thời gian tính toán.

Do vậy trong thực tế chiến lược điều biến này rất thích hợp khi chu kỳ chuyển mạch T_h tương đối dài và thời gian tính toán không đặt ra vấn đề gì.

Điều khiển bộ biến đổi là vấn đề cơ bản của điều khiển máy điện.



Hình 9.35 Ví dụ điều biến vectơ không đối xứng.

Các chiến lược điều khiển bộ nghịch lưu áp (mục 9.4) đóng vai trò quan trọng trong điều khiển theo quy luật $U/f = \text{const}$ của động cơ không đồng bộ. Điều khiển PWM có sóng mang hoặc điều khiển vectơ đóng vai trò quan trọng trong điều khiển động cơ không đồng bộ cũng như động cơ đồng bộ. Khi động cơ được cung cấp từ nguồn dòng, sự biến đổi bộ nghịch lưu nguồn dòng ba pha (mục 9.3) là giai đoạn chủ yếu.

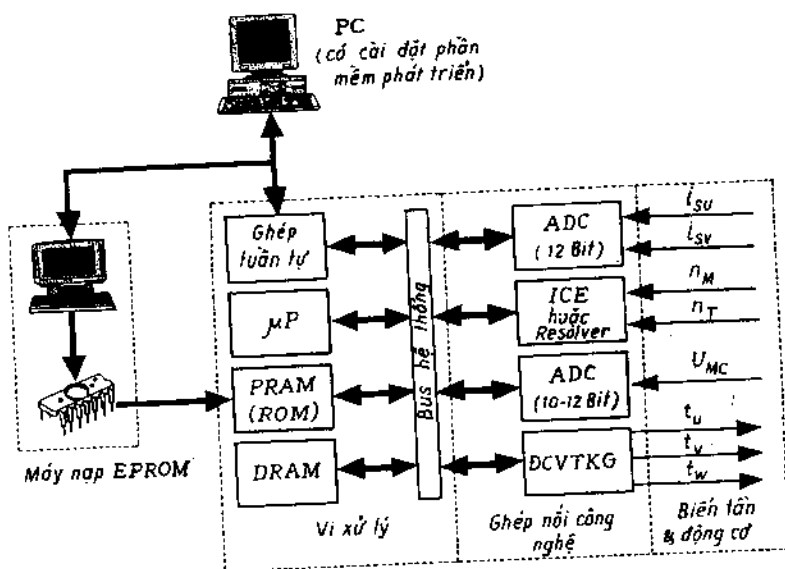
9.7 THỰC HIỆN HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU BA PHA TRÊN CƠ SỞ SỬ DỤNG BỘ XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ KIỂU TMS 320C20/C25 [2]

Mục này giới thiệu hệ thống điều khiển số truyền động điện xoay chiều ba pha thực tế.

9.7.1 Sơ lược về phần cứng

Phần cứng gồm hai khâu chính: khâu điện tử điều khiển và điều chỉnh chứa các bộ vi xử lý và phần giao diện với công nghệ (gồm có các phần tử đo lường, bộ biến đổi) như hình 9.35.

Thông thường các phần tử giao diện công nghệ được cài xen vào không gian nhớ của bộ vi xử lý dưới dạng địa chỉ xác định và do đó chúng được bộ vi xử lý truy nhập đọc/ghi như mọi ô nhớ thông thường. Bộ nhớ dữ liệu là



Hình 9.35 Cấu trúc cơ bản của phần cứng trong quá trình phát triển phần mềm.

loại đọc và ghi được (RAM) và được ký hiệu là DRAM. Khi thiết bị chưa hoàn thiện và đang trong giai đoạn phát triển thường dùng RAM để lưu giữ chương trình, gọi là PRAM. Việc dùng PRAM cho phép thay đổi chương trình một cách dễ dàng. Về sau khi phần mềm đã ổn định, thiết bị đã được hoàn thiện ta có thể thay PRAM bằng EPROM là ROM có thể lập trình được.

Việc nạp mã chương trình cho EPROM được thực hiện nhờ máy nạp. Thực tế ít có loại máy nạp độc lập, máy nạp chủ yếu gồm ba khối:

1 Hộp chân đế có nhiều chân đế có thể cắm nhiều loại EPROM khác nhau, đồng thời chứa nguồn nuôi

2 Bảng mạch ghép hộp chân đế với máy tính điều khiển PC

3 Phần mềm cài đặt trong PC có nhiệm vụ nhận dạng EPROM, kiểm tra EPROM trước và sau khi nạp, điều chỉnh quá trình nạp.

Khi thiết kế phần cứng phải tạo cho hệ có khả năng ghép nối với PC qua các cổng ví dụ RS232, RS485 hoặc TTY. Nhờ khâu ghép nối đó phần mềm viết trên PC có thể được chuyển xuống PRAM một cách thuận tiện. Ngoài ra PC phải được cài đặt sẵn chương trình phát triển phần mềm cho bộ vi xử lý gồm các thành phần sau:

1 C-compiler trình biên dịch từ ngôn ngữ C sang hợp ngữ.

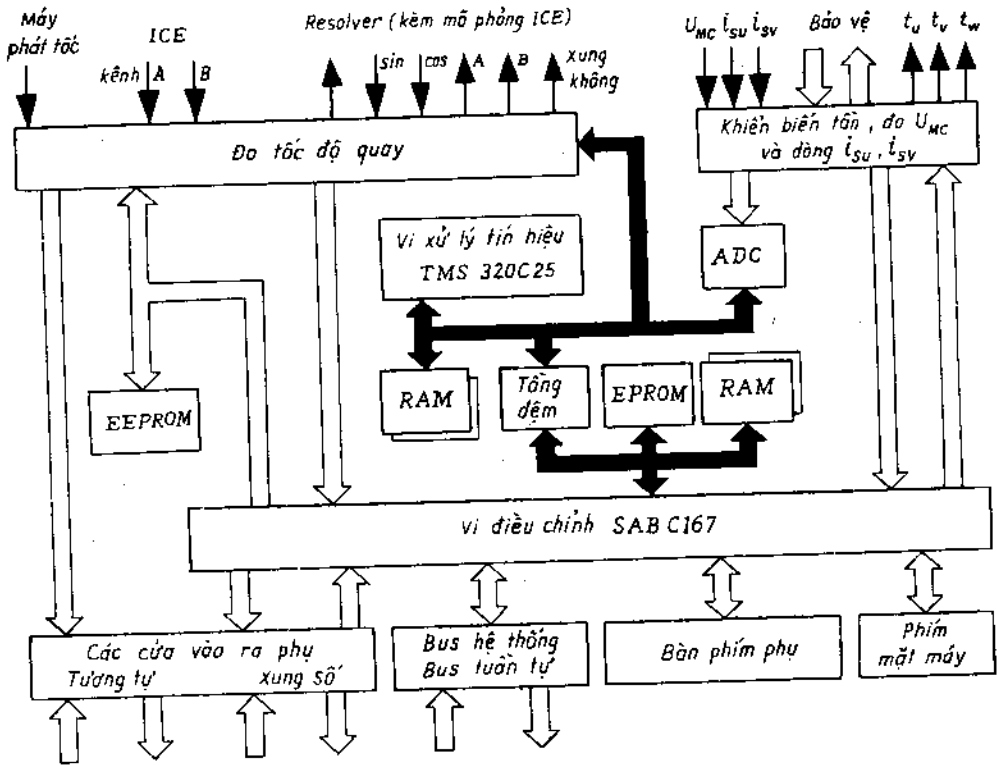
2 Assembler trình thông dịch từ hợp ngữ sang mã máy.

3 Linker trình ghép nối liên kết các chương trình rời rạc thành chương trình đầy đủ dưới dạng mã máy.

4 Locator trình điều khiển định vị các cụm mã chương trình ở địa chỉ mong muốn.

Trong bốn thành phần trên ba thành phần sau bắt buộc phải có, riêng hai thành phần sau có thể không tồn tại dưới dạng hai chương trình độc lập, mà là một chương trình chia thành hai nhịp với hai chức năng tương ứng. Hình 9.36 là cấu trúc của hệ vi xử lý kép trong đó bộ xử lý tín hiệu số TMS 320C25 (Digital Signal Processor của Texas Instrument, viết tắt là DSP) và bộ vi điều khiển SAB C167 (Microcontroller của Siemens, viết tắt là μ C). Hai bộ này phối hợp hoạt động theo kiểu μ C là chủ, DSP là tớ và được phân công nhiệm vụ như sau:

1) DSP thực hiện toàn bộ việc tính toán trong thời gian thực dùng cho điều khiển động cơ. Vì có tốc độ tính toán cao DSP có vai trò như bộ đồng xử lý trong PC và chịu sự chỉ phối của μ C.



Hình 9.36 Cấu trúc chi tiết của hệ vi xử lý kép.

2 μC thực hiện các nhiệm vụ ít đòi hỏi tốc độ cao như điều khiển DSP, điều khiển ghép nối, theo dõi bảo vệ phần công suất của biến tần và động cơ, điều chỉnh vectơ không gian để đóng, cắt các van biến tần (do DSP tính) được μC thực hiện bằng hệ thống thanh ghi PWM có sẵn.

Hình 9.36 cho thấy việc ghép nối với thế giới bên ngoài gồm:

1 Khâu ghép với biến tần gồm có điều khiển biến tần qua các thanh ghi PWM của μC đo điện áp U_{Mc} của mạch một chiều trung gian, đo hai dòng điện pha stato i_{Su} , i_{Sv} thực hiện khống chế bảo vệ biến tần.

2 Khâu đo tốc độ quay. Bằng một mạch ghép phụ người sử dụng có thể lựa chọn một trong ba cách đo: dùng máy phát tốc, dùng ICE hoặc Resolver.

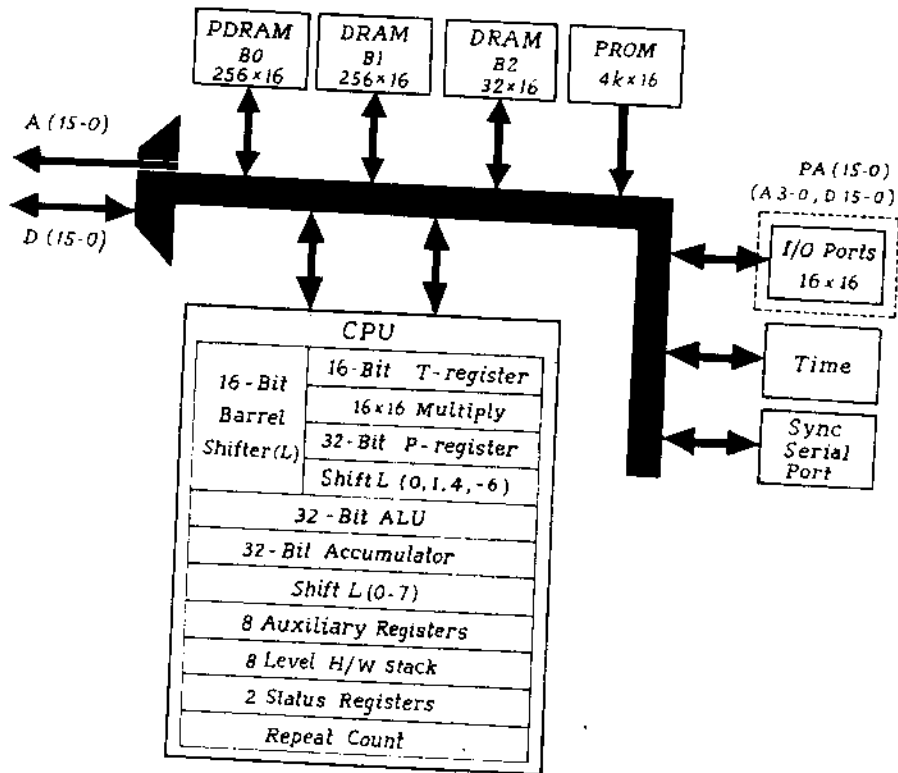
3 Khâu tiếp xúc với người sử dụng, với hệ thống cấp trên thông qua bàn phím, các cửa vào ra phụ.

Đối tượng quan tâm chính của chúng ta là DSP là bộ xử lý tín hiệu số. Bộ xử lý tín hiệu số TMS 320C25 được chế tạo theo công nghệ CMOS có các

tính năng chính sau đây:

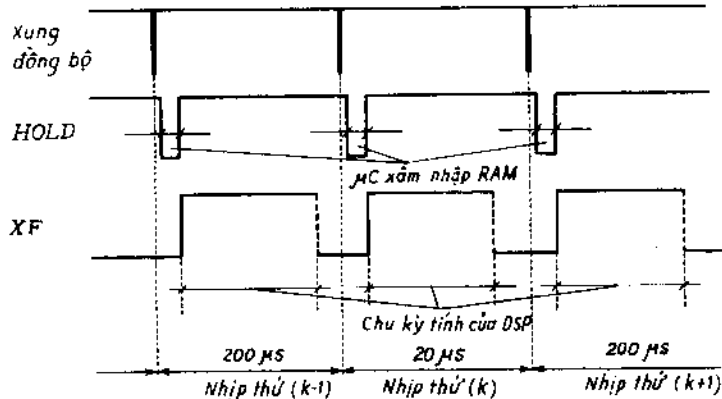
- Chu kỳ lệnh là 100 ns
- Có khả năng địa chỉ hóa 64 kB, 64kB nhớ dữ liệu
- 554B DRAM trên phiên chia làm ba khối B0, B1, B2 trong đó 256B (B0) có thể dùng làm PRAM
- Chương trình nguồn tương thích với hệ tiền thân
- 4kB ROM, riêng loại TSM320E25 có 4kB EPROM
- Bộ nhân song song 16 x 16 bit với kết quả 32 bit
- Thanh ghi chính và ALU 32 bit
- Lệnh nhân / lệnh nhớ một nhịp.

DSP có hệ lệnh đặc biệt phù hợp với thuật toán xử lý tín hiệu như bộ lọc bậc cao, phối hợp nhiều động tác trong một nhịp lệnh, do đó thích hợp với việc thực hiện các thuật toán điều chỉnh thời gian thực.



Hình 9.37 Cấu trúc bên trong của DSP TMS 320C25.

DSP và μC hoạt động theo kiểu "hand - shaking" nghĩa là DSP sử dụng chân XF làm cờ báo cho μC biết chu kỳ tính toán của DSP đã kết thúc và μC có thể truy nhập vào RAM để trao đổi dữ liệu mới (hình 9.38). Khi nhận được cờ báo ($XF = 0$), μC có thể phát tín hiệu HOLD đòi DSP cho phép truy nhập vào RAM. DSP trả lời cho phép bằng tín hiệu HOLDA. Nếu cần khi μC truy nhập vào RAM, DSP có thể tiếp tục tính với mã lệnh cất ở khối BO trên chip.



Hình 9.38 Biểu đồ xung thể hiện phối hợp hoạt động giữa μC và DSP.

9.7.2 Chuẩn bị viết chương trình

Để xây dựng phần mềm ngoài các thuật toán đã trình bày trong các chương trước ta còn phải tiến hành:

1 Chuẩn hóa các công thức để khử các đơn vị cho tất cả các tham số, đồng thời ngăn ngừa vượt quá độ lớn cho phép của dữ liệu. Một mặt độ lớn của các dữ liệu bị hạn chế bởi khả năng của bộ vi xử lý 8, 16 hoặc 32 bit, mặt khác phép tính đều thuần túy số học, không có thứ nguyên.

2 Tìm các tham số cần thiết cho tính toán từ tính trực tiếp theo các đại lượng trên nhãn hiệu động cơ hoặc thông qua đo lường trực tiếp động cơ.

Để lập trình ta cần có ANSI C-Compiler hoặc/và Assembler, Linker. Đối với DSP TM 320C25 do chu kỳ tính quá nhỏ, do yêu cầu trong thời gian thực, đồng thời do cấu trúc của DSP chưa phức tạp nên việc lập trình bằng hợp ngữ vẫn tỏ ra ưu thế hơn so với lập trình bằng ngôn ngữ C.

Để kiểm thử chương trình thông thường cần có phần cứng, hoặc dạng board cắm vào PC, hoặc dạng thiết bị độc lập và chương trình debugger. Đối với trường hợp điều khiển động cơ xoay chiều ba pha ta còn có thể xây dựng chương trình từng bước và kiểm tra trực tiếp trên cơ sở đo đạc, xem xét phân

ứng của động cơ. Đây là phương thức làm việc có hiệu quả, giảm được chi phí về thiết bị và phần mềm.

BẢNG TÓM TẮT CÁC ĐẶC TÍNH CHỦ YẾU CỦA HỆ TRUYỀN ĐỘNG TỰ ĐỘNG

Công nghệ truyền động	Bộ biến đổi điện áp PWM cho động cơ không đồng bộ	Bộ biến đổi điện áp toàn sóng dùng cho động cơ không đồng bộ	Bộ biến đổi điện áp PWM ba mức dùng cho động cơ không đồng bộ	Bộ biến đổi dòng ô tô dùng cho động cơ không đồng bộ
Loại động cơ	không đồng bộ lồng sóc	không đồng bộ lồng sóc	không đồng bộ lồng sóc cao áp	không đồng bộ lồng sóc hạ áp
Loại bộ biến đổi	bộ chỉnh lưu - nghịch lưu áp chuyển mạch cưỡng bức và PWM	bộ chỉnh lưu - nghịch lưu áp chuyển mạch cưỡng bức	bộ chỉnh lưu - nghịch lưu áp 3 mức chuyển mạch cưỡng bức và PWM	bộ chỉnh lưu - nghịch lưu dùng ô tô
Linh kiện bộ biến đổi lưới (chỉnh lưu)	diôt	tristo	diôt	tristo
Linh kiện bộ biến đổi động cơ (nghịch lưu)	GTO hoặc tranzito và diôt	GTO	GTO và diôt	tristo và diôt
Dải công suất	từ 1 kW đến 3MW	đến 3MW	đến 12 MW	0,1 đến 3MW
Dải tốc độ (tần số) định mức	nhiều nghìn v/ph (< 400 Hz)	nhiều nghìn v/ph (< 1000Hz)	đến 8000 v/ph (< 120 Hz)	< 6000 v/ph (< 100 Hz)
Dải điện áp của bộ biến đổi và động cơ	380 đến 660 V và đến 1500 V	380 đến 660 V và đến 1500 V	3,3 đến 6,6 kV	< 1000 V
Phạm vi điều chỉnh tốc độ	1 đến 100%	10 đến 100%	1 đến 100%	2 đến 100%
Vùng làm việc	2 góc phần tư (có thể chọn 4 góc phần tư)	2 góc phần tư 4 góc nếu bộ biến đổi cầu song song ngược	2 góc phần tư (có thể chọn 4 góc phần tư)	4 góc phần tư
Phạm vi sử dụng	mọi ứng dụng công suất nhỏ và trung bình	máy bơm, quạt, nén nhào, máy đập	máy bơm, quạt, nén nhào, cán	ứng dụng đặc biệt (nâng hạ)
Nhận xét	điều khiển vectơ khống chế chính xác mômen	thích hợp truyền động trực tiếp động cơ lớn	dùng cho động cơ công suất rất lớn	Công nghệ ít được sử dụng

BẢNG TÓM TẮT CÁC ĐẶC TÍNH CHỦ YẾU CỦA HỆ TRUYỀN ĐỘNG TỰ ĐỘNG
(tiếp theo)

Bộ biến đổi dòng dùng cho động cơ không đồng bộ	Tầng dưới đồng bộ và trên đồng bộ		Biến tần cho động cơ không đồng bộ	Động cơ đồng bộ tự khống chế	Động cơ một chiều
Động cơ không đồng bộ lồng sóc	không đồng bộ rôto dây quấn		không đồng bộ lồng sóc	đồng bộ	kích từ độc lập
Bộ chỉnh lưu - nghịch lưu dòng chuyển mạch điều khiển	bộ chỉnh lưu, nghịch lưu dòng điều khiển theo rôto		biến tần trực tiếp chuyển mạch điều khiển	bộ chỉnh lưu - nghịch lưu dòng điều khiển	bộ chỉnh lưu điều khiển và nghịch lưu điều khiển (nếu đảo chiều)
Tiristo	tiristo		tiristo	tiristo	tiristo
Tiristo	tiristo hoặc GTO và diôt		tiristo	tiristo	tiristo
0.5 đến 20 MW	dưới đồng bộ 20 MW	trên đồng bộ 60 MW	40 MW	0.5 đến 50M và hơn nữa	0 đến 20 MW
4000 v/ph (trường hợp đặc biệt có thể hơn)	1500 v/ph	1900 v/ph công suất lớn 3600 v/ph	600 v/ph (lý thuyết 1000 v/ph)	đến 8000 v/ph	< 3000 v/ph
0,5 đến 7.2 kV	< 18 kV		< 18 kV	1 đến 10 kV	1 đến 2 kV
10 đến 100%	50 đến 100%	70 đến 130%	0 đến 100%	5 đến 100%	0 đến 100%
2 góc phần tư	một hoặc hai góc phần tư		4 góc phần tư	4 góc phần tư	2 góc phần tư 4 góc phần tư nếu cầu song song ngược
máy bơm, quạt, nén ly tâm	truyền động máy bơm, quạt nén ly tâm		áp dụng tốc độ thấp mômen lớn (máy cán, kéo tàu)	dùng cho các động cơ lớn nhất là máy nén	mọi ứng dụng công nghiệp tốc độ thay đổi
dùng cho động cơ điều tốc	công nghệ cũ đo phải sử dụng vành trượt		cũng sử dụng cho động cơ đồng bộ cùng ứng dụng		giới hạn công suất đo có vành góp

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Điều khiển tự động truyền động điện, Bùi quốc Khánh, Phạm Quốc Hải, Nguyễn văn Liễn và Dương văn Nghi; NXB Khoa học và kỹ thuật, 1996.
2. Điều khiển tự động truyền động xoay chiều ba pha, Nguyễn Phùng Quang; NXB Giáo dục, 1996.
3. Kỹ thuật vi điều khiển, Lê Văn Doanh và Phạm Khắc Chương; NXB Khoa học và kỹ thuật, 1998.
4. Cẩm nang kỹ thuật điện, điều khiển tự động và tin học công nghiệp; Lê văn Doanh dịch, NXB Khoa học và kỹ thuật, 1999
5. Xử lý tín hiệu và lọc số; Nguyễn Quốc Trung; NXB Khoa học và kỹ thuật, 1998.
6. *Commande par calculateur identification*, Maurice Rivoire - Jean Louis Ferrier; Eyrolles, 1997
7. *Computer-controlled systems: Theory and Design*. Astrom & Writenmark; Prentice Hall, 1996.
8. *Applied Digital Control, Theory, Design and Implementation*. JR. Leighi; Prentice Hall, 1992
9. *Réglages échantillonnés*, H Bühler, Presses Polytechniques romandes, 1983
10. *Systèmes de mesures informatisés*. Tran Tien Lang; Masson 1991
11. *Electrical Machines and Drives*, Peter Var; Oxford Science Publication, 1992.
12. *Régimes transitoires des machines électriques tournantes*. Technique de l'ingénieur, D554, *Traité Génie électrique*
13. *Commande numérique des machines à courant continu*. Technique de l'ingénieur, D3641, *Traité Génie électrique*
14. *Commande numérique des ensembles convertisseurs - machines*. Technique de l'ingénieur, D3640, *Traité Génie électrique*
15. *Commande numérique des machines triphasés: régime permanent*, Technique de l'ingénieur, D3642, *Traité Génie électrique*
16. *Commande numérique des machines triphasés: régime intermédiaire et transitoire*. Technique de l'ingénieur, D3643, *Traité Génie électrique*
17. *Real-Time IP Position. Controller Design with Torque Feedforward Control for PM Synchronous Motor*, J. J. Lin. IEEE Transactions on industrial electronics, June 1997

MỤC LỤC

Lời nói đầu	3
<i>Chương 1. ĐẠI CƯƠNG VỀ ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN</i>	
1.1 Cấu trúc hệ thống truyền động điện	7
1.1.1 Sơ đồ khối tổng quát của hệ thống truyền động điện	7
1.1.2 Điều khiển tương tự và điều khiển số	9
1.2 So sánh điều khiển số và điều khiển tương tự	10
1.2.1 Các hạn chế của điều khiển tương tự và ưu điểm của điều khiển số	10
1.2.2 Ưu điểm của thiết bị tương tự và nhược điểm của thiết bị số	11
1.2.3 Các ưu điểm cơ tính chất quyết định của điều khiển số	15
1.3 Xu hướng phối hợp điều khiển số và điều khiển tương tự	16
1.4 Phối hợp điều khiển tương tự và điều khiển số trong điều khiển động cơ không đồng bộ	17
1.5 Vấn đề tần số trong điều khiển số máy điện	18
1.6 Bài toán đặt ra đối với điều khiển số máy điện	19
1.6.1 Xây dựng mô hình điều khiển	19
1.6.2 Xây dựng mô hình toán cho hệ truyền động điện	20
1.6.3 Xây dựng thông số của các mạch vòng tương tự	20
1.6.4 Xác định thông số của mạch vòng điều khiển số	20
<i>Chương 2. XỬ LÝ TÍN HIỆU SỐ</i>	
2.1 Tín hiệu và hệ thống rời rạc	25
2.1.1 Tín hiệu tương tự	25
2.1.2 Tín hiệu lượng tử hóa	25
2.1.3 Tín hiệu rời rạc	26
2.1.4 Tín hiệu số	26
2.2 Các hệ thống xử lý tín hiệu	26
2.3 Biểu diễn tín hiệu rời rạc	27
2.4 Hệ thống tuyến tính	28
2.4.1 Hệ thống xử lý số	28
2.4.2 Đáp ứng xung của hệ thống tuyến tính	28

2.5 Đáp ứng xung và hàm truyền đạt	29
2.6 Biểu diễn hệ thống và tín hiệu rời rạc trong miền Z	29
2.6.1 Biểu diễn z thuận	29
2.6.2 Biến đổi z	30
2.6.3 Cực và zêrô	31
2.6.4 Biến đổi z ngược	33
2.6.5 Các tính chất cơ bản của biến đổi z	33
2.7 Biểu diễn các hệ thống rời rạc trong miền z	36
2.7.1 Hàm truyền đạt của hệ thống rời rạc	36
2.7.2 Biểu diễn hàm truyền đạt theo các cực và zêrô	37
2.7.3 Phân tích hệ thống trong miền z	37
2.7.4 Phân tích hệ thống rời rạc	39
2.8 Biểu diễn hệ thống và tín hiệu rời rạc trong miền tần số	39
2.8.1 Biến đổi Fourier rời rạc DFT	39
2.8.2 Biến đổi Fourier nhanh FFT	41
2.9 Bộ lọc số	43
2.9.1 Nguyên lý lọc tín hiệu	43
2.9.2 Bộ xử lý tín hiệu số DSP	44
2.10 Lấy mẫu và lưu giữ tín hiệu số	45
<i>Chương 3. MÔ HÌNH MÁY ĐIỆN VÀ THIẾT BỊ BIẾN ĐỔI</i>	
3.1 Các giả thiết đơn giản hóa	50
3.2 Tóm tắt những vấn đề cơ bản về sức điện động và mô men điện từ của hệ thống dây quấn có dòng điện chạy qua	51
3.3 Mô hình của máy điện một chiều	52
3.3.1 Sơ đồ và phương trình tổng quát của máy điện một chiều	52
3.3.2 Máy điện một chiều tổng quát	54
3.3.3 Ảnh hưởng của dây quấn bù	56
3.3.4 Điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều bằng tác động lên điện áp phản ứng	57
3.4 Mô hình toán học của máy điện xoay chiều	59
3.4.1 Sơ đồ máy điện xoay chiều	59
3.4.2 Biến đổi Park	59
3.4.3 Phương trình Park	61
3.4.4 Công suất và mômen	62
3.4.5 Khái niệm về máy điện tổng quát	63

3.5	Máy điện đồng bộ	63
3.5.1	Lập phương trình máy điện đồng bộ sử dụng biến đổi Park	63
3.5.2	Ví dụ ứng dụng	66
3.5.3	Nghiên cứu ngắn mạch ba pha khi không tải	68
3.5.4	Độc điện kháng và hằng số thời gian theo thí nghiệm ngắn mạch ba pha	71
3.5.5	Sơ đồ tương đương	72
3.5.6	Xét ảnh hưởng của bão hòa	75
3.6	Mô hình máy điện không đồng bộ	76
3.6.1	Phương trình của máy điện không đồng bộ	76
3.6.2	Chọn hệ tọa độ	78
3.6.3	Mô hình động cơ không đồng bộ theo quan điểm điều khiển	80
3.6.4	Mô hình gián đoạn của động cơ không đồng bộ	80
3.7	Mô hình toán học của bộ biến đổi cung cấp cho máy điện	84
3.7.1	Mô hình liên tục	84
3.7.2	Cấu trúc điều khiển số và mô hình rời rạc	86
<i>Chương 4. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN SỐ</i>		
4.1	Các sơ đồ tổng quát của hệ điều khiển số	91
4.2	Hàm truyền của vòng hiệu chỉnh số	93
4.3	Tích phân, đạo hàm số	95
4.3.1	Tích phân số: phép tổng	95
4.3.2	Đạo hàm số: vi phân	96
4.3.3	Đạo hàm số có lọc	96
4.4	PID số	98
4.4.1	Hàm truyền theo z	98
4.4.2	Lập trình bộ điều chỉnh PID số	98
4.4.3	Các phương án khác của PID số	100
4.5	Trễ thuần, bậc của hệ thống	101
4.5.1	Bậc của hệ thống	101
4.5.2	Trễ thuần	101
4.6	Dạng chuẩn của hàm truyền	103
4.7	Cực, zêrô, sự ổn định của hệ điều chỉnh	104
4.7.1	Cực	104
4.7.2	Zêrô	104

4.8	Mô hình số bậc nhất	105
4.9	Mô hình số bậc hai	107
4.9.1	Hàm truyền của mô hình số bậc hai	107
4.9.2	Biểu đồ xác định thông số	108
4.10	Đáp ứng tần của hệ rời rạc	113
4.11	Ổn định của hệ thống số kín	113
4.11.1	Tiêu chuẩn Jury	114
4.11.2	Tiêu chuẩn ổn định hệ kín	116
4.12	Độ chính xác	117

Chương 5. TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU CHỈNH SỐ

5.1	Dại cương	118
5.2	Tìm quy luật điều khiển	118
5.3	Đối tượng điều khiển	120
5.4	Tổng hợp bộ điều chỉnh cho đối tượng P_1	120
5.4.1	Tín hiệu đặt là bước nhảy đơn vị	120
5.4.2	Tín hiệu đặt là răng cưa đơn vị	122
5.5	Phương pháp phân bố các cực	124
5.6	Phương pháp mô hình	125
5.7	Nhận xét về đặc tính của đối tượng	127
5.7.1	Điều khiển đối tượng biểu diễn bằng phương trình bậc nhất	127
5.7.2	Nghiên cứu đáp ứng bằng phẳng ngay lập tức	128
5.7.3	Tính bộ điều chỉnh	129
5.7.4	Trường hợp bậc $G(z)$ lớn hơn 1	130
5.7.5	Kết luận	131
5.8	Điều chỉnh đối tượng loại P_2	131
5.9	Điều chỉnh đối tượng loại P_3	132
5.9.1	Các tính chất của đối tượng $G(z)$	132
5.9.2	Chọn mô hình $H[m](z)$	133
5.9.3	Các tính chất của các đa thức R, S, T	133
5.9.4	Các bước tổng hợp bộ điều chỉnh	135
5.9.5	Bám sát và điều chỉnh đối tượng độc lập	135
5.10	Phương pháp biến trạng thái	138
5.10.1	Biến trạng thái của hệ điều khiển	138
5.10.2	Tổng hợp bộ hiệu chỉnh trạng thái	141

Chương 6. ĐẠI CƯƠNG VỀ CẤU TRÚC PHẦN CỨNG VÀ CHƯƠNG TRÌNH PHẦN MỀM DÙNG CHO ĐIỀU KHIỂN SỐ MÁY ĐIỆN

6.1 Đại cương về cấu trúc phần cứng dùng cho điều khiển máy điện	145
6.1.1 Tiêu chuẩn lựa chọn	145
6.1.2 Các họ bộ vi xử lý thông dụng	146
6.1.3 Các họ bộ vi điều khiển thông dụng	148
6.1.4 Các bộ xử lý tín hiệu số	149
6.2 Ghép nối bộ vi xử lý, bộ vi điều khiển và bộ xử lý tín hiệu số	151
6.3 Đo tốc độ quay động cơ	152
6.3.1 Sử dụng bộ cảm biến quang tốc độ với đĩa mã hóa	152
6.3.2 Sử dụng máy đo góc tuyệt đối	156
6.3.3 Phương pháp không sử dụng bộ cảm biến tốc độ	158
6.4 Một số đặc điểm chương trình phần mềm trong điều khiển số máy điện	158

Chương 7. ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

7.1 Điều khiển liên tục mạch vòng dòng điện	163
7.1.1 Mô hình	163
7.1.2 Cấu trúc hệ thống điều khiển	165
7.1.3 Hệ thống bù cực	165
7.1.4 Đáp ứng tối ưu	166
7.1.5 Sắp xếp các cực	168
7.2 Điều khiển rời rạc mạch vòng dòng điện	171
7.3 Chuyển từ điều khiển tương tự sang điều khiển số trực tiếp	174
7.3.1 Đại cương	174
7.3.2 Tóm tắt về điều khiển tương tự	178
7.3.3 Điều khiển số được biến đổi từ điều khiển tương tự hoặc điều khiển lai	181
7.3.4 Điều khiển số trực tiếp	183
7.3.5 Mô hình rời rạc	186
7.3.6 So sánh tính năng điều khiển số	187
7.4 Chọn chiến lược điều khiển trong trường hợp bộ chỉnh lưu tiristo	190
7.4.1 Cấu trúc và tuần tự điều khiển	190
7.4.2 Mô hình rời rạc	192
7.4.3 Chọn bộ điều chỉnh	193

7.4.4 Điều chỉnh theo giá trị trung bình	193
7.5 Điều khiển số tốc độ	196
7.5.1 Vấn đề tần số lấy mẫu	197
7.5.2 Bộ biến đổi tốc độ hai lần tần số lấy mẫu	198
7.5.2.1 Mô hình và tổng hợp mạch vòng dòng điện	199
7.5.2.2 Mô hình và tổng hợp mạch vòng tốc độ	201
7.5.2.3 Biến đổi tương đương sơ đồ rời rạc	202
7.5.2.4 Mô hình điều chỉnh hai lần tần số lấy mẫu	204
7.5.3 Điều khiển số tốc độ một tần số lấy mẫu	207
7.5.3.1 Điều chỉnh trạng thái không có khó khăn về thời gian tính toán	207
7.5.3.2 Điều chỉnh trạng thái có vấn đề về thời gian tính toán	210
7.5.3.3 Điều chỉnh bằng sắp xếp các cực	211

Chương 8. ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ BA PHA: CHẾ ĐỘ XÁC LẬP

8.1 Công cụ ma trận trong hệ thống điều khiển truyền động điện xoay chiều ba pha	215
8.1.1 Ma trận Clarke	215
8.1.2 Ma trận Concordia	216
8.1.3 Ma trận quay	217
8.1.4 Biến đổi Concordia và biến đổi Park	217
8.2 Cấu trúc và mô hình hóa các bộ nghịch lưu áp	220
8.2.1 Giới thiệu chung	220
8.2.2 Mô hình và biến đổi Concordia điện áp	221
8.2.3 Giá trị điện áp và dòng điện	222
8.2.4 Mô hình đối với dòng điện	223
8.2.5 Công suất truyền tải	224
8.2.6 Sơ đồ chức năng	
8.2.7 Các chiến lược điều khiển bộ nghịch lưu	225
8.3 Điều khiển toàn sóng bộ nghịch lưu áp	226
8.3.1 Dạng sóng	226
8.3.2 Quy luật điều khiển	
8.3.3 Mô hình hóa theo giá trị tức thời	228
8.3.4 Lý thuyết điều hòa bậc nhất	228
8.4 Điều khiển với các điều biến xác định trước	230
8.4.1 Nguyên lý	230
8.4.2 Sơ đồ chức năng	236
8.4.3 Các vấn đề ứng dụng	237

8.4.4 Ví dụ ứng dụng trong công nghiệp	238
8.4.5 Truyền động không đồng bộ công suất lớn	240
8.4.6 Sơ đồ tương đương điều khiển PWM lập trình trước	242
8.5 Điều khiển số động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu	242
8.5.1 Mô hình động cơ đồng bộ rôto nam châm vĩnh cửu	243
8.5.2 Sơ đồ truyền động động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu dùng bộ xử lý tín hiệu số	244
<i>Chương 9. ĐIỀU KHIỂN SỐ ĐỘNG CƠ ĐIỆN XOAY CHIỀU BA PHA: CHẾ ĐỘ QUÁ ĐỘ</i>	
9.1 Điều khiển theo phương pháp điều biến độ rộng xung kèm theo sóng mang	247
9.1.1 Nguyên lý	247
9.1.2 Biến đổi Concordia và Park áp dụng cho bộ nghịch lưu áp điều biến PWM	250
9.1.3 Chọn u_{α}	252
9.2 Điều khiển bằng điều biến kép	254
9.2.1 Cải thiện các điều hòa bậc cao với điều khiển toàn sóng	254
9.2.2 Điều chỉnh thành phần cơ bản bằng cách xếp chồng một điều biến độ rộng xung PWM	254
9.3 Điều chỉnh dòng điện bộ nghịch lưu áp	256
9.4 PWM hình sin. Số hóa	257
9.5 Số hóa các điều khiển PWM có sóng mang	261
9.5.1 Điều biến tương tự tự nhiên không trễ	261
9.5.2 Điều biến số đều	263
9.5.3 Điều biến số đối xứng	269
9.5.4 Điều biến số không đối xứng	271
9.5.5 Thực hiện điều biến ba pha. Cải thiện các tính năng	273
9.6 Điều biến vectơ	277
9.7 Thực hiện hệ thống điều khiển động cơ xoay chiều ba pha trên cơ sở sử dụng bộ xử lý tín hiệu số kiểu TMS 320 C20/25	282
9.7.1 Sơ lược về phần cứng	282
9.7.2 Chuẩn bị viết chương trình	286
Bảng tóm tắt các đặc tính chủ yếu của hệ truyền động tự động	287
Tài liệu tham khảo	289
Mục lục	290

1 Giá : 30.000đ