TRẦN VĂN THỊNH (Chủ biên)
HÀ XUÂN HOÀ - NGUYỄN VŨ THANH

TỰ ĐỘNG HOÁ VÀ ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

TRẦN VĂN THỊNH (Chủ biên)
HÀ XUÂN HOÀ – NGUYỄN VŨ THANH

Tự động hoá và điều khiển
THIẾT BỊ ĐIỆN

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

Bản quyền thuộc HEVOBCO – Nhà xuất bản Giáo dục

113 – 2008/CXB/64 – 175/GD

Mã số: 7B710Y8 – DAI

Lời nói đầu

Trong công nghiệp và dân sinh, các thiết bị điện được sử dụng rộng rãi. Các thiết bị điện rất đa dạng, sự phong phú về chủng loại cũng đồng nghĩa với sự đa dạng về điều khiển.

Trong những năm gần đây, yêu cầu về nâng cao chất lượng sản phẩm và chất lượng cuộc sống đặt ra càng ngày càng cao. Để đáp ứng các yêu cầu đó các thiết bị điện đóng một vai trò đáng kể. Việc hoàn thiện công nghệ, nâng cao chất lượng các mạch điều khiển nhằm nâng cao chất lượng các thiết bị điện là cần thiết.

Các tiến bộ khoa học kỹ thuật ngày nay, nhất là các tiến bộ trong lĩnh vực điện tử và tự động hoá có ảnh hưởng mạnh mẽ tới sự phát triển của các ngành kỹ thuật khác. Sự ra đời của các bộ biến đổi điện tử công suất với kích thước gọn nhẹ, tác động nhanh, dễ dàng ghép nối với các vi mạch điều khiển hoặc máy tính là cuộc cách mạng lớn trong điều khiển các thiết bị điện. Các thiết bị điện ngày nay, ngoài các phần truyền thống là các thiết bị điện từ, còn có thêm các phần điều khiển là các thiết bị điện tử. Phần lớn các mạch điều khiển hiện nay dùng kỹ thuật số với chương trình phần mềm linh hoạt, dùng vi xử lý dễ dàng thay đổi cấu trúc mạch điều khiển, dùng các IC điều khiển chuyên dùng. Ứng dụng mạnh mẽ các tiến bộ trên vào điều khiển các thiết bị điện đòi hỏi những hiểu biết tất yếu về các lĩnh vực này, đặc biệt là đối với các kỹ sư thiết bị điện – điện tử.

Để kịp thời đáp ứng những tiến bộ của kỹ thuật, bộ môn Thiết bị điện – Điện tử khoa Điện trường Đại học Bách khoa Hà Nội đã biên soạn giáo trình *"Tự động hoá và điều khiển thiết bị điện"*, đây là giáo trình bổ sung cho các giáo trình "*Máy điện*", "*Khí cụ điện*", "*Truyền động điện*", "*Điện tử công suất*"... Giáo trình do các tác giả thuộc nhóm điều khiển của bộ môn Thiết bị điện – Điện tử tổ chức biên soạn.

Giáo trình gồm 7 chương :

Chương 1 : Những khái niệm cơ bản

Chương 2 : Các phần tử trong hệ thống tự động điều khiển thiết bị điện

Chương 3 : Một số hệ thống điều khiển có tiếp điểm

Chương 4 : Điều khiển bằng mạch không tiếp điểm

Chương 5 : Điều khiển động cơ điện theo nguyên tắc tác động liên tục

Chương 6 : Ổn định nguồn cấp

Chương 7 : Điều khiển số thiết bị điện

Cuốn sách được dùng làm tài liệu học tập cho cho sinh viên và cao học ngành Thiết bị điện – Điện tử, cũng có thể làm tài liệu tham khảo cho những kỹ sư và các cán bộ kỹ thuật

khi nghiên cứu thiết kế, lắp đặt, sửa chữa, vận hành các thiết bị điện. Hy vọng cuốn sách giúp cho bạn đọc tìm được lời giải cần thiết khi làm việc với các thiết bị điện được điều khiển tự động.

Các tác giả bày tỏ lòng biết ơn đối với các thầy, cô giáo bộ môn Thiết bị điện – Điện tử, khoa Điện, trường Đại học Bách Khoa Hà Nội đã khích lệ, động viên các tác giả trong quá trình biên soạn cuốn sách này.

Do vấn đề được đề cập trong giáo trình khá rộng, nên không tránh khỏi những khiếm khuyết. Các tác giả chân thành cảm ơn và trân trọng các ý kiến đóng góp của bạn đọc để cuốn sách được hoàn thiện hơn trong lần tái bản sau. Mọi ý kiến đóng góp xin gửi về: Bộ môn Thiết bị điện – Điện tử, khoa Điện, trường Đại học Bách khoa Hà Nội hoặc Công ty cổ phần sách Đại học – Dạy nghề, 25 Hàn Thuyên, Hà Nội.

Hà Nội, ngày 23 tháng 6 năm 2008

CÁC TÁC GIẢ

Chương 1. Những khái niệm cơ bản

1.1. CHỨC NĂNG, YÊU CẦU CỦA TỰ ĐỘNG ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN

1.1.1. Chức năng của các mạch tự động điều khiển

a) Thông tin – giao tiếp

Giao tiếp giữa người và máy bao gồm một mặt cung cấp cho người vận hànb toàn bộ thông tin theo dõi và hoạt động của máy, mặt khác nhận các lệnh điều khiển của người vận hành. Tùy theo thiết bị giao tiếp được sử dụng mà phần giao tiếp có tbể:

– Vào cbương trình nhờ các bộ giao tiếp giữa người vâ máy của các thiết hị lập trình.

– Giao tiếp bằng các bộ chuyển mạch.

– Hiển thị trạng thái làm việc của máy bằng ánh sáng và âm thanh.

b) Xử lý tín hiệu

Bộ xử lý lã bộ não của phần điều khiển. Bộ xử lý một mặt phát các thông tin về trạng tbái của máy, xuất lệnh điều khiển hoạt động của máy theo chương trình định sẵn, mặt khác phát lệnb của người vận hành máy.

c) Điều khiển năng lượng

Các bộ biến đổi tĩnh (chỉnh lưu, băm áp một chiều, điều áp xoay chiều, biến tần) điều khiển nguồn năng lượng từ lưới cấp cho tải.

Điều khiển các động cơ điện xoay chiều là điều khiển bộ hiến đổi điện cơ.

d) Điều khiển các thông số của thiết bị điện theo yêu cầu công nghệ

Nbững cbức năng cơ bản của điều khiển thông số là:

– Tự động khởi động, hãm, đảo chiều cũng như điều khiển tốc độ của các động cơ điện khi thay đổi tải. Trong trường hợp này, thường dùng khởi động, hãm nhiều cấp tốc độ hoặc khởi động, bãm mềm nhằm hạn chế dòng điện và mômen quá độ. Nhiều hệ thống thường gặp là hệ thống mạch hở. Những hệ thống này cé ưu điểm lâ mạch đơn giản, tin cậy.

– Tự động đặt và giữ tốc độ cho trước của động cơ. Hệ thống loại này thường dùng các hệ tbống kín có phản hồi, nó cho phép giữ ổn định tốc độ với độ chính xác cao. Trong hệ thống mạch kín, gồm có các tbiết bị như rơle, công tắc tơ, các bộ biến đổi điện tử, các eảm biến, động cơ điện... thông số đặt được giữ ổn định trong phạm vi cho phép nào đó.

– Kiểm soát cáe tín hiệu đưa vào hộ thống (hệ tùy động). Những tín hiệu đưa vào hệ thống có thể thay đổi theo một quy luật định trước, những sai số trong trường hợp này

không được vượt quá phạm vi cho phép. Chức năng này được thực hiện bằng những hệ thống tùy động, trong mạch vòng kín tác động liên tục hay gián đoạn.

– Tự động điều khiển theo cbương trình đã đặt trước. Chức năng này được thực hiện bằng mạch bở hay mạch kín, tác động liên tục hay gián đoạn. Trong phần mạch điều khiển, ngoài những thiết bị như các chức năng trên, nó còn có thêm các bộ nhớ, tính toán, biến đổi tín hiệu đưa vào điều khiển khối chấp hành.

– Tự động điều khiển dây chuyền công nghệ. Để thực hiện chức năng phức tạp này, hệ thống tự động cần bao gồm thiết bị điện thực hiện tất cả các chức năng trên.

e) Ổn định thông số

Những thông số điều chỉnh như tốc độ, điện áp, dòng điện, nhiệt độ... tbường bị thay đổi trong quá trình làm việc, do các thông số của mạch có sự thay đổi, do thông số của tải thay đổi,... Sự tbay đổi các thông số này làm cho chất lượng điều khiển xấu, làm ảnh hưởng tới chất lượng các sản phẩm đầu ra. Do đó, các mạch điều khiển thiết bị điện cần ổn định các thông số làm việc của chúng.

1.1.2. Yêu cầu đối với các mạch tự động điều khiển

a) Yêu cầu về kỹ thuật

Thiết kế hệ thống tự động điều khiển được bắt đầu từ yêu cầu kỹ thuật. Yêu cầu kỹ thuật có liên quan mật thiết tới công nghệ của đối tượng tự động hoá và cấu trúc của chúng. Phương án tối ưu, xét từ khía cạnh năng suất lao động và kinh tế có được khi hệ thống tự động hoá có tính tối ưu về thiết bị, công nghệ, cấu trúc, giá thành. Nói cách khác, thiết kế một hệ thống tự động điều khiển mới xuất phát từ yêu cầu cần hiện đại hoá công nghệ, cấu trúc máy, trên cơ sở những công nghệ và máy móc mới. Một số yêu cầu kỹ thuật cbo mạch điều khiển là :

– Đáp ứng các chế độ làm việc của thiết bị điện.

Mỗi một sơ đồ điện cần được thiết kế theo một bài toán kỹ thuật cụ thể. Một bài toán kỹ thuật được xác định theo những chức năng mà nó đảm nhiệm. Nói chung bài toán kỹ thuật cần có khả năng lựa chọn dạng dòng điện, điện áp, dạng thiết bị (ví dụ động cơ, các bộ biến đổi, các thiết bị điện)...

– Đảm bảo các sai số tĩnh và động trong phạm vi cho phép.

Trong các bài toán kỹ thuật, khi thiết lập các hệ thống tự động điều chỉnh có liên quan đến số lượng, dạng, công suất của các thiết bị động lực chính, chúng được lựa chọn theo những chỉ tiêu kỹ thuật của từng thiết bị đó. Bài toán kỹ thuật cho biết chế độ làm việc của đối tượng điều chỉnh, các chế độ làm việc của các thiết bị động lực chính (động cơ, bộ biến đổi...) mà hệ thống tự động cần thực hiện. Nó cho chúng ta hiết những sai số tĩnh và động cho phép cỉa đại lượng điều chỉnh. Từ những thông số đó mà chọn những thông số của các thiết bị điều chỉnh cbo bợp lý, đáp ứng được những yêu cầu về sai số.

Xuất phát từ những nhiệm vụ đề ra, mỗi bài toán là việc tổng hợp hệ thống tự động điều chỉnh hay từng khâu, từng phần tử. Sau khi tổng hợp hệ thống, sơ đồ khối được tối ưu bằng cách đưa thêm những khâu hiệu chỉnh cho đáp ứng yêu cầu đề ra. Sơ đồ điện được thiết kế cho một đối tượng cụ thể nào đó được lựa chọn từ nhiều phương án khác nhau. Tuy nhiên, phương án được chọn phải là phương án tối ưu theo quan điểm của người thiết kế, sự tối ưu đó được đánh giá từ những chỉ tiêu đề ra. Một sơ đồ có thể tốt theo chỉ tiêu này, nhưng chưa chắc đã tốt theo chỉ tiêu kia. Do đó, khi đánh giá cần đưa những chỉ tiêu cơ bản để lựa chọn.

– Đảm bảo độ tác động nhanh, độ quá điều chỉnh phù hợp.

Các máy móc công nghiệp ngày càng có yêu cầu cao về năng suất lao động. Muốn đạt được yêu cầu đó, mạch điều khiển cần tác động nhanh để giảm quá độ, đồng thời đáp ứng điều khiển phải chính xác. Tuy nhiên, thường gặp trong các hệ thống tự động điều khiển, hệ thống tác động nhanh sẽ kéo theo lượng quá điều chỉnh lớn, do đó thường phải lựa chọn sao cho tối ưu theo yêu cầu thực tế của đối tượng.

– Có chỉ tiêu năng lượng (hiệu suất và cosφ) cao.

Các hệ thống điều khiển cần có chỉ tiêu kinh tế cao. Trong chỉ tiêu kinh tế thì tổn thất năng lượng khi biến đổi và điều chỉnh đóng vai trò quan trọng, ngoài ra hệ số công suất cosφ của hệ thống cũng góp phần ảnh hưởng không nhỏ đến chỉ tiêu năng lượng.

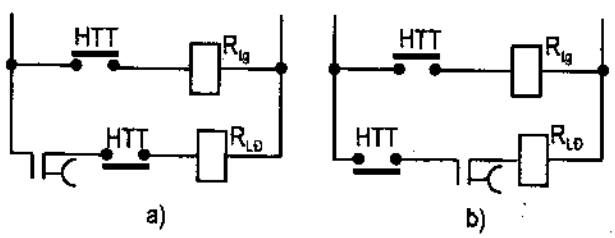
– Phù hợp với điều kiện môi trường.

Phù hợp với điều kiện môi trường đóng một vai trò không kém phần quan trọng. Những thiết bị điều khiển phải làm việc tin cậy trong những điều kiện môi trường xấu như nhiệt độ, độ ẩm cao, môi trường nhiều bụi, có độ rung lớn...

b) Điều khiển đơn giản và tin cậy

Yêu cầu đầu tiên đối với một hệ thống tự động điều chỉnh có thể coi là đơn giản và tin cậy. Sự đơn giản được đánh giá bằng tối thiểu về các thiết bị động lực và điều khiển. Sự đơn giản điều khiển cũng có thể được đánh giá bởi sự đồng nhất của các thiết bị điều khiển (chọn rơle cùng loại, chọn IC cùng loại...).

Ví dụ sơ đồ hình 1.1a không đơn giản bằng sơ đồ hình 1.1b vì hai tiếp điểm của công tắc hành trình thường đóng và thường mở ở sơ đồ hình 1.1b được nối chung với nhau ngay tại công tắc hành trình, còn ở sơ đồ hình 1.1a các dây nối ra phải riêng biệt, hình 1.1b tiết kiệm hơn được một sợi dây.



Hình 1.1. Ví dụ về mạch điều khiển tin cậy

Độ tin cậy của sơ đồ điện đạt được khi sơ đồ đơn giản, trong sơ đồ sử dụng những thiết bị làm việc không sự cố, chắc chắn, tuổi thọ cao, có số lần đóng cắt lớn, đặc tính làm việc không thay đổi trong thời gian làm việc.

Độ tin cậy phụ thuộc rất nhiều vào sơ đồ nguyên lý và sơ đồ lắp ráp. Lựa chọn nguyên lý hoạt động thường theo dạng thiết hị, cũng như số lượng linh kiện. Trong mạch, nhất thiết phải có các mạch bảo vệ. Nhằm tránh hư hỏng cách điện và những sự cố bất thường do lắp đặt, mà các dây dẫn cần được chọn đủ lớn, tiết điện các đây dẫn điều khiển được chọn trong khoảng (0,75 ÷ 2,5)mm² và troug những trường hợp cần thiết cần được hảo vệ chống nhiễu bằng các dây bọc kim. Thiết hị điều khiển bằng bán dẫn phải được thiết kế trên những mạch iu chuyên dụng.

Độ tin cậy của mạch điều khiển tăug lên khi có uhững mạch hên động hợp lý. Sơ đồ điện tin cậy không được phép có nhữug sự cố ngay cả khi người vận hành ra những lệnh sai, và trong nhừng trườug hợp một vài thiết bị có thể bị sai sót.

c) Linh hoạt và thuận tiện khi điều khiển

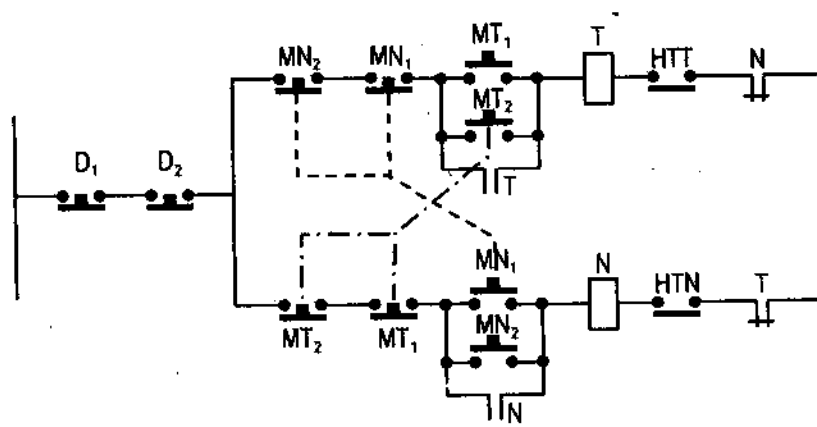
Điều khiển linh hoạt và thuậu tiện có ý nghĩa to lớn, giúp cho người công nhân vận hành cũng như sửa chữa hoàn thành công việc nhẹ nhàng và nhanh hơn. Các chế độ làm việc thay đổi nhanh hơn, phát hiện vă khắc phục sự cố cũng nhanh hơn.

Hệ thống tự động điều khiển được coi là linh hoạt khi chuyển nhanh chóug và linh hoạt từ chế độ điều khiển này sang chế độ điều khiển khác, từ điều khiểu bằng tay sang điều khiển tự động, từ điều khiển đây chuyền côug nghệ này thành đây chuyền côug nghệ khác.

Điều khiển được coi là thuận tiện hơn khi nó được điều khiển từ nhiều vị trí (nếu cần thiết như vậy), dễ dàng kiểm soát các hoạt độug của thiết hị máy móc bằng các giác quan của người thợ. Để thuận tiện cho các công việc của người công nhân, các thiết bị điều khiển phải được bố trí sao cho người công nhân tốn ít thời gian và sức lực nhất cho công việc điều khiển và sửa chữa. Trong những trường hợp cụ thể, với mục đích thuận tiện, các thiết hị điều khiển có thể được thực hiện hằng chân.

Ví dụ, một băng tải hay một cabiu chuyển hàng từ vị trí này tới vị trí kia (hai vị trí), thường được điều khiển từ hai vị trí khác nhau. Sơ đồ ví dụ đơn giản điều khiển bằng nút nhấn từ hai vị trí khác nhau vẽ trên hìuh 1.2. Cách điều khiển này cho phép người vận hành có thể điều kiển từ hai vị trí như nhau.

Ví dụ: Một động cơ làm việc ở hai chế độ đóng liên tục vă đóng kiểu nhấp như trên hình 1.3. Công tắc tơ K có thể đóng bằug hai cách. Cách một là sơ đồ đóng điện hình thường (hình 1.3h), khi nhấn nút nhấn M công tắc tơ đóng, động cơ vẫn đóng khi nhả nút nhấn

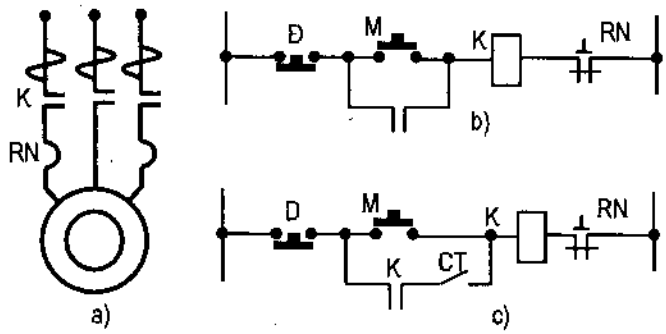


Hình 1.2. Sơ đồ điều khiển từ hai vị trí

M. Khi nhấn nút Đ động cơ cắt. Cách hai là trong mạch liên động mắc song song với nút nhấn M đưa thêm một công tắc CT. Nếu công tắc CT đặt ở vị trí hở, động cơ chỉ đóng khi nhấn và giữ nút nhấn M, nó làm chức năng nhấp của động cơ.

d) Dễ dàng kiểm tra và sửa chữa những hư hỏng

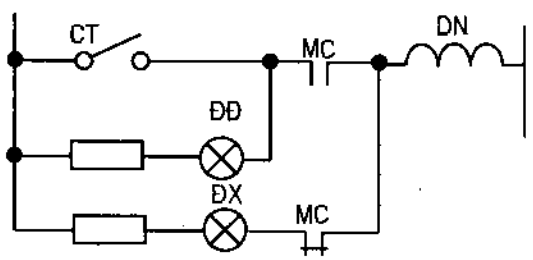
Ở những sơ đồ điều khiển phức tạp, kiểm tra nhanh hư hỏng của từng khâu riêng lẻ là cần thiết. Ở các hệ thống mới ngày nay, yêu cầu kiểm tra sửa chữa hư hỏng ngày càng dễ dàng và thuận tiện.



Hình 1.3. Sơ đồ mạch động cơ liên tục và nhấp

Với mục đích trên, các sơ đồ phức tạp thường được lắp đặt ở những bảng mạch riêng, cấp điện từ cầu dao riêng, bảo vệ bằng cầu chì riêng. Ngoài ra, cần có các tín hiệu báo tình trạng của máy, có hay không điện áp trên toàn hệ máy hay từng khâu nào đó. Cần chú ý, những hư hỏng của hệ thống điều khiển ở các sơ đồ điện được tìm nhanh và chính xác khi các dầu dây được đánh số theo một nguyên tắc đánh số hợp lý ở cả sơ đồ nguyên lý và sơ đồ lắp ráp. Ngoài ra, việc đi dây trong mạch lắp ráp bằng các màu khác nhau cũng giúp cho người công nhân dễ dàng tìm những chỗ hư hỏng.

Ví dụ, một máy điện đồng bộ cao thế thường được đóng cắt bằng một thiết bị đóng cắt (máy cắt) cao thế, nó được giữ ở trạng thái đóng bằng một một cơ cấu cơ. Cơ cấu cơ này có thể được nhả bằng một cuộn dây nhả ĐN như hình 1.4. Khi máy điện làm việc (ví dụ ở chế độ động cơ), cần chắc chắn rằng mạch cuộn dây nhả phải tin cậy, hoạt động bình thường. Để đạt mục đích này, trong sơ đồ có đưa thêm đèn hiệu ĐĐ. Nếu máy cắt cao thế đóng, tiếp điểm MC đóng, công tắc CT không đóng đèn hiệu ĐĐ sáng nhờ dòng điện chạy qua cuộn dây nhả ĐN, dòng điện này đủ nhỏ để cuộn dây không tác động, việc đèn đỏ sáng chỉ ra mạch cắt của máy cắt cao thế hoạt động bình thường. Khi chuyển mạch CT đóng, ĐĐ tắt. Máy cắt nhả làm đèn xanh ĐX sáng lên, đèn xanh cũng được sáng bằng mạch của cuộn dây nhả. Như vậy đèn hiệu ĐĐ, ĐX cho biết trạng thái của máy cắt cao thế, đồng thời kiểm tra luôn cả tình trạng bình thường của mạch cuộn dây nhả của máy cắt cao thế.



Hình 1.4. Sơ đồ kiểm soát đơn giản mạch cắt của máy cắt cao thế

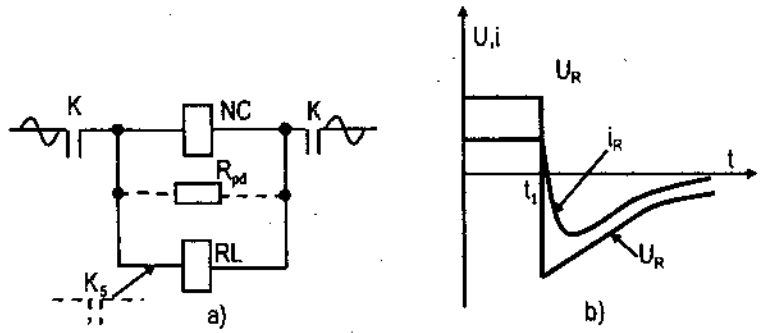
e) Tác động chính xác khi làm việc ở chế độ bình thường cũng như khi gặp sự cố

Bất kỳ hệ thống tự động điều khiển nào cũng cần đảm bảo một trình tự beạt động chặt chẽ của các thiết bị.

Những mạch giả cần được loại trừ. Ngay từ khi thiết kế, phải kiểm tra kỹ khả năng xuất hiện mạch giả do cháy các cuộn dây, ngắn mạch các đèn điện tử, đứt dây nối... Bất kỳ sai hỏng nào đều không được xuất hiện, gây những sự cố đáng tiếc.

Ví dụ: Hình 1.5a vẽ sơ đồ mạch điện cuộn dây nam châm một chiều NC, được đóng cắt bởi công tắc tơ K. Song song với cuộn dây nam châm có mắc cuộn dây rơle trung gian RL, điện trở phóng điện R_{pd}.

Giả thiết nam châm đang đóng, tại thời điểm t_1 công tắc tơ K nhả. Sau thời điểm này, tùy thuộc thông số RL và R_{pd}, mà xảy ra quá trình quá độ dòng điện và điện áp. Nếu không điện trở phóng điện, dòng điện và điện áp trên cuộn dây rơle biến thiên chậm như trên hình 1.5b. Sự biến thiên này làm rơle nhả tại t_1 (đo dòng điện qua 0) sau đó lại đóng lại ngay và tiếp tục đóng trong suốt thời gian xả năng lượng của cuộn dây nam châm NC.



Hình 1.5. Mạch tác động không bình thường của rơle trung gian

Rơle sẽ được tác động đúng, khi mắc thêm tiếp điểm K trong mạch cuộn dây (tiếp điểm minh hoạ bằng mũi tên đưa thêm vào).

f) Thuận tiện khi lắp đặt, vận hành và sửa chữa

Lắp đặt các sơ đồ mạch tự động điều khiển hiện đại gặp nhiều khó khăn, bởi vì các mạch này rất phức tạp. Khi lắp đặt những mạch phức tạp, người ta chia thành nhiều công đoạn lắp đặt (gọi chúng là những modul lắp ráp). Những thiết bị máy móc này không thể lắp ráp toàn bộ tại một nơi được. Trong sơ đồ mạch điện, có nhiều khối (ví dụ điều khiển một thang máy gồm điều khiển động cơ tời chính dịch chuyển buồng thang, động cơ mở cửa, mạch tự động gọi và ra lệnh cho buồng thang, mạch tín hiệu...), hoạt động theo trình tự nhất định nào đó, những khối này được lắp ráp tại những nhà máy, phân xưởng hay phòng thí nghiệm độc lập (mạch điều khiển động cơ điện bằng tần số, mạch động lực, mạch điều khiển được lắp ráp tại những phòng thí nghiệm riêng), tại các cơ sở này các khối đã được hiệu chỉnh hoàn chỉnh. Tại địa điểm tổng lắp ráp chỉ kết nối các khâu trên lại với nhau thành hệ thống và đóng thành tủ điều khiển.

Kết cấu của các khối riêng biệt phải được thiết kế sao cho dễ dàng nối dây điều khiển và động lực, thuận tiện khi cần tiếp cận với chúng. Mỗi một modul lắp ráp phải có các đầu nối, giắc cắm để từ đó nối dây ra ngoài một cách dễ dàng.

Trong quá trình vận hành, các thiết bị có thể bị mài mòn hay thông số bị sai lệcb, do đó cần bảo dưỡng, hiệu chỉnh định kỳ. Những bảo dưỡng, hiệu chỉnh định kỳ này được lên kế hoạch hàng năm, mỗi kỳ bảo dưỡng như vậy đều cố gắng hoàn thành trong thời gian ngắn nhất. Do đó nếu có thể được, công việc bảo dưỡng những tbiết bị tự động phức tạp, các modul lắp ráp được thực hiện tại những phân xưởng hay phòng thí nghiệm chuyên sâu. Chỉ có những nơi đó mới có đủ điều kiện và khả năng làm công việc bảo dưỡng nhanh nhất.

Vận hành hệ thống tự động điều khiển có thể đòi hỏi cài đặt lại, vệ sinh thiết bị, thay thế từng bộ phận, kiểm tra hoạt động của hệ thống, chế tạo thay thế một số thao tác mới...

Do đó các thiết bị, máy móc cần được bố trí sao cho dễ dàng thay thế những chi tiết bị mài mòn, những thiết bị khác cũng dễ dàng tháo lắp thay thế. Hệ thống còn có thể phải xét tới khả năng lắp thêm những thiết bị khi thấy cần thiết.

Mong muốn trong các mạch điều khiển, các linh kiện hay bảng mạch có thể sử dụng cùng loại. Trong trường hợp này, tiết kiệm được thời gian các công đoạn lắp ráp, làm cơ sở cho sự đơn giản và tin cậy của thiết bị. Khi phải thay thế những linh kiện hay bảng mạch, thời gian làm công việc này nhanh hơn.

g) Kích thước và giá thành thiết bị điều khiển thấp

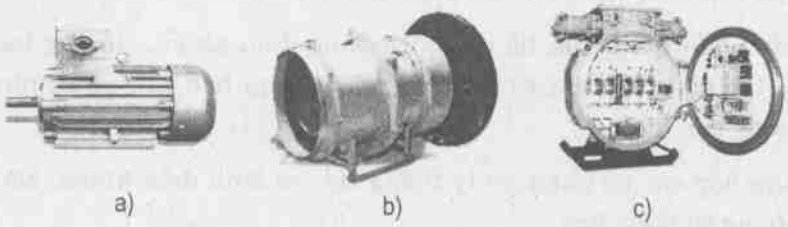
Kích thước thiết bị tối thiểu có thể đạt được khi lựa chọn loại thiết bị có kích thước nhỏ nhất, bố trí các thiết bị bên trong tủ điện hợp lý nhất.

Giảm kích thước lắp ráp có thể đạt được bằng nhiều cách. Ví dụ, bảng gá lắp bố trí thiết bị cả hai mặt trước và sau, chồng tầng các bảng mạch điều khiển... Cách gá lắp như vậy cho ta một thể tích lắp đặt nhỏ.

Tối thiểu kích thước lắp đặt thường nghịch đảo với giá thành. Kích thước thiết bị nhỏ thì giá thành cao hơn.

h) An toàn lao động và không bị các sự cố như cháy, nổ... khác

Những máy điện, khí cụ điện hay những thiết bị điện khác trong các sơ đồ mạch điện đòi hỏi phải có bảo vệ phòng chống cháy, nổ cho người vận hành và sửa chữa (ví dụ các thiết bị điện sử dụng trong các mỏ than). Những yêu cầu an toàn này được ghi trong các quy phạm an toàn.



Hình 1.6. Một số thiết bị điện phòng cháy nổ
a) Động cơ; b) Quạt thông gió; c) Khởi động từ.

Quy phạm an toàn được xét tới ngay từ khi thiết kế. Việc lựa chọn đúng các phần tử, gá lắp hợp lý thiết bị được coi an toàn hơn. Ví dụ, khả năng nguy hiểm đối với người vận hành càng giảm khi điện áp mạch điều khiển thấp.

Yêu cầu an toàn có thể thấy đối với các máy cao áp, khi dừng hay không hoạt động phải cắt nguồn cao áp đưa vào máy, để khi có sự tình cờ tiếp xúc với dây dẫn điện của những máy này không sinh dòng điện nguy hiểm đối với con người. Do đó, nhằm cảnh báo về sự nguy hiểm, trong sơ đồ cần có tín hiệu bằng ánh sáng hay âm thanh.

Khi thiết kế sơ đồ điều khiển, quy phạm phòng cháy là một trong những yêu cầu phải được xét tới. Không được có những tác nhân gây cháy, những dây dẫn được chọn có mật độ dòng điện không quá lớn, các mối nối phải có tiếp xúc tốt.

Ngoài yêu cầu an toàn còn có thêm hàng loạt các yêu cầu khác đòi hỏi khi thiết kế phải xét tới.

Những thiết bị tự động cũng cần được chống nhiễu vô tuyến.

Do đó các thiết bị, máy móc cần được bố trí sao cho dễ dàng thay thế những chi tiết bị mài mòn, những thiết bị khác cũng dễ dàng tháo lắp thay thế. Hệ thống còn có thể phải xét tới khả năng lắp thêm những thiết bị khi thấy cần thiết.

Mong muốn trong các mạch điều khiển, các linh kiện hay bảng mạch có thể sử dụng cùng loại. Trong trường hợp này, tiết kiệm được thời gian các công đoạn lắp ráp, làm cơ sở cho sự đơn giản và tin cậy của thiết bị. Khi phải thay thế những linh kiện hay bảng mạch, thời gian làm công việc này nhanh hơn.

g) Kích thước và giá thành thiết bị điều khiển thấp

Kích thước thiết bị tối thiểu có thể đạt được khi lựa chọn loại thiết bị có kích thước nhỏ nhất, bố trí các thiết bị bên trong tủ điện hợp lý nhất.

Giảm kích thước lắp ráp có thể đạt được bằng nhiều cách. Ví dụ, bảng gá lắp bố trí thiết bị cả hai mặt trước và sau, chồng tầng các bảng mạch điều khiển... Cách gá lắp như vậy cho ta một thể tích lắp đặt nhỏ.

Tối thiểu kích thước lắp đặt thường nghịch đảo với giá thành. Kích thước thiết bị nhỏ thì giá thành cao hơn.

h) An toàn lao động và không bị các sự cố như cháy, nổ... khác

Những máy điện, khí cụ điện hay những thiết bị điện khác trong các sơ đồ mạch điện đòi hỏi phải có bảo vệ phòng chống cháy, nổ cho người vận hành và sửa chữa (ví dụ các thiết bị điện sử dụng trong các mỏ than). Những yêu cầu an toàn này được ghi trong các quy phạm an toàn.

a) b) c)

Hình 1.6. Một số thiết bị điện phòng cháy nổ
a) Động cơ; b) Quạt thông gió; c) Khởi động từ.

Quy phạm an toàn được xét tới ngay từ khi thiết kế. Việc lựa chọn đúng các phần tử, gá lắp hợp lý thiết bị được coi an toàn hơn. Ví dụ, khả năng nguy hiểm đối với người vận hành càng giảm khi điện áp mạch điều khiển thấp.

Yêu cầu an toàn có thể thấy đối với các máy cao áp, khi dừng hay không hoạt động phải cắt nguồn cao áp đưa vào máy, để khi có sự tình cờ tiếp xúc với dây dẫn điện của những máy này không sinh dòng điện nguy hiểm đối với con người. Do đó, nhằm cảnh báo về sự nguy hiểm, trong sơ đồ cần có tín hiệu bằng ánh sáng hay âm thanh.

Khi thiết kế sơ đồ điều khiển, quy phạm phòng cháy là một trong những yêu cầu phải được xét tới. Không được có những tác nhân gây cháy, những dây dẫn được chọn có mật độ dòng điện không quá lớn, các mối nối phải có tiếp xúc tốt.

Ngoài yêu cầu an toàn còn có thêm hàng loạt các yêu cầu khác đòi hỏi khi thiết kế phải xét tới.

Những thiết bị tự động cũng cần được chống nhiễu vô tuyến.

1.1.3. Mục tiêu của hệ thống tự động hóa

a) Mục tiêu

– Giảm giá thành sản phẩm.

– Nâng cao chất lượng sản phẩm.

– Khả năng sẵn sàng đáp ứng của sản phẩm.

– Đổi mới sản phẩm.

b) Tự động hóa linh hoạt

– Tác động lên nhiều khâu của dây chuyền.

– Tác động lên nhiều phương án sản xuất.

c) Tự động hóa phát triển

Dễ thay đổi theo sự tiến bộ của khoa học kỹ thuật về số lượng, các đặc tính của sản phẩm...

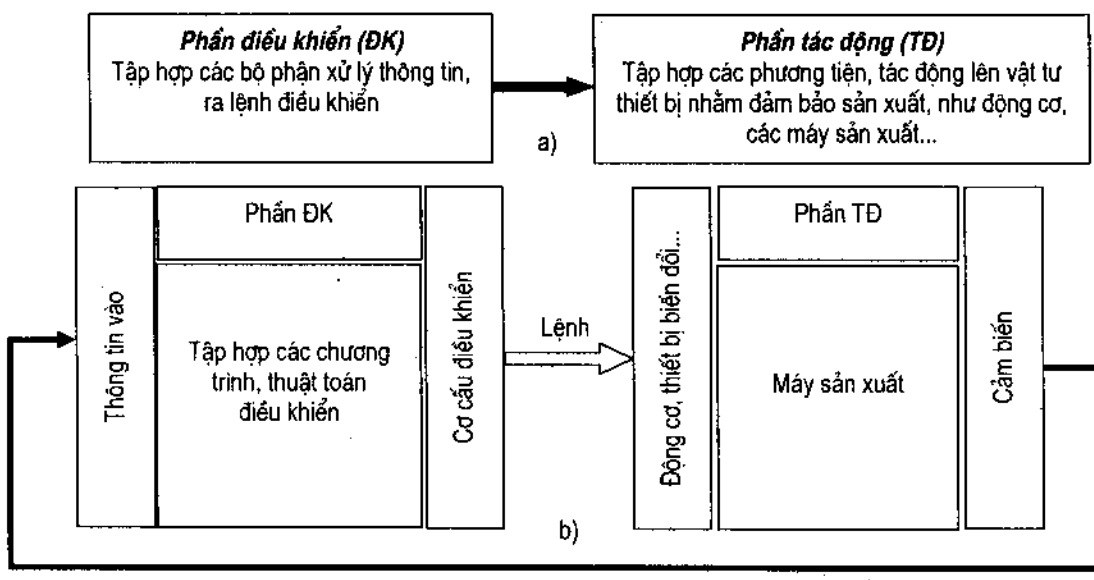
1.2. CẤU TRÚC CỦA HỆ THỐNG TỰ ĐỘNG HOÁ

1.2.1. Sơ đồ cấu trúc tổng quát

Cấu trúc cơ bản của một hệ thống tự động hoá gồm hai phần (hình 1.7a):

– Phần tác động hay phần chấp hành của hệ thống tự động điều khiển, thường bao gồm tập hợp các phương tiện, tác động lên vật tư thiết bị nhằm đảm bảo sản xuất, như động cơ, các thiết bị điện, các máy sản xuất...

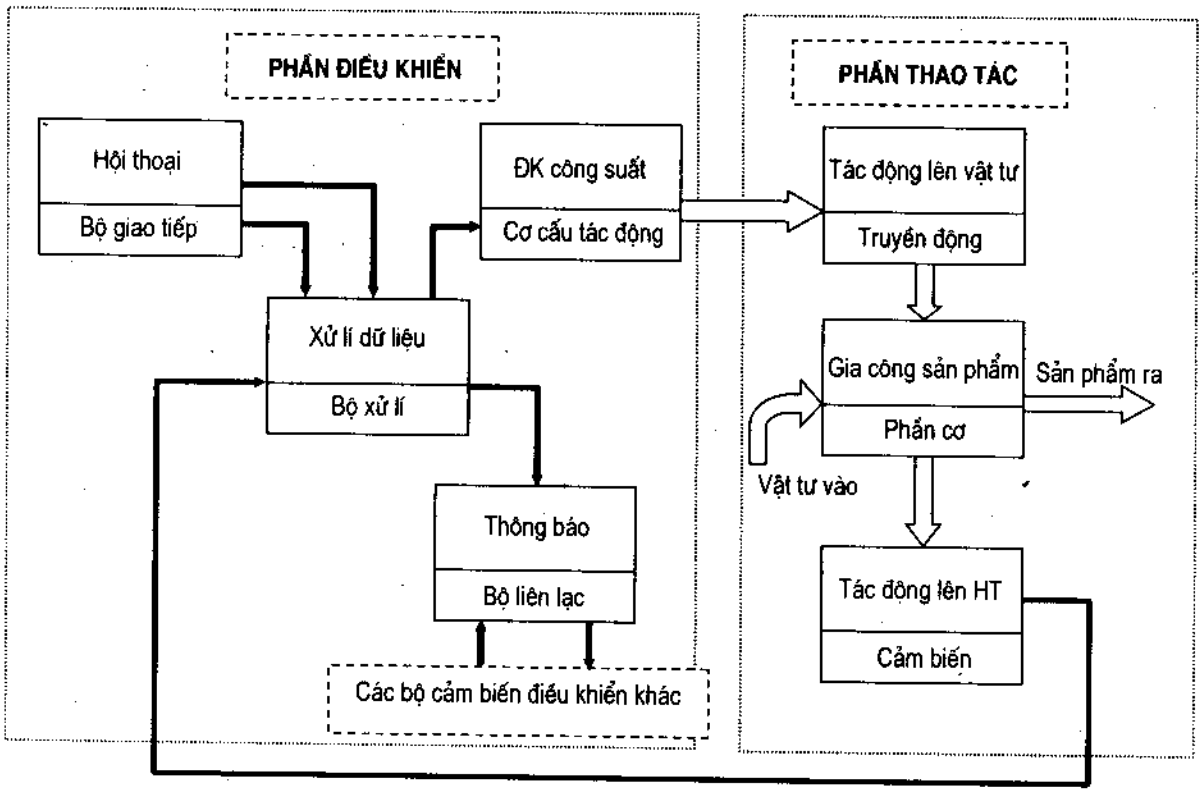
– Phần điều khiển gồm tập hợp các bộ phận xử lý thông tin, ra lệnh điều khiển. Đây được coi là bộ não của các hệ thống tự động hoá.



Hình 1.7. Sơ đồ cấu trúc tổng quát hệ thống tự động hoá

1.2.2. Sơ đồ cấu trúc cụ thể

Chi tiết một hệ thống tự động hóa có sơ đồ cấu trúc như hình 1.8.



Hình 1.8. Sơ đồ cấu trúc cụ thể hệ thống tự động hoá

1.3. CÁCH THỂ HIỆN SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ VÀ SƠ ĐỒ LẮP RÁP

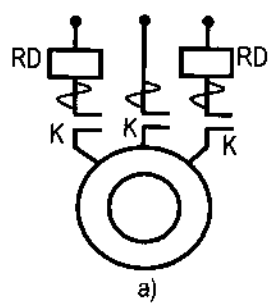
1.3.1. Cách thể hiện sơ đồ nguyên lý

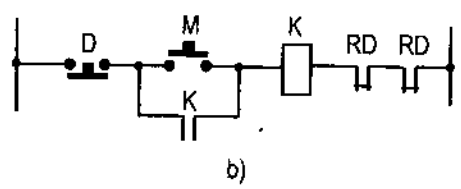
a) Thể hiện nét vẽ trên sơ đồ động lực và điều khiển

Để cho người khác có thể đọc được sơ đồ mạch thiết kế của mình, người thiết kế cần phải biết cách thể hiện mạch theo một nguyên tắc thống nhất. Trước tiên, phải vẽ đúng ký hiệu các thiết bị điện, các ký hiệu này được thống nhất chung theo mỗi quốc gia. Một số ký hiệu điện được giới thiệu trong phụ lục 1. Ngoài ra, thể hiện sơ đồ mạch thiết kế còn cần theo nguyên tắc: nét vẽ mạch động lực đậm còn nét vẽ mạch điều khiển vẽ mảnh hơn như ví dụ trên hình 1.9.

b) Tên gọi thiết bị trên bản vẽ

Trên bản vẽ phải có tên gọi các linh kiện, thiết bị. Tên gọi trên bản vẽ là việc đặt tên





Hình 1.9. Thể hiện sơ đồ mạch điện
a) Sơ đồ động lực; b) Sơ đồ mạch điều khiển.

linh kiện và thiết bị dạng rút gọn, do đó, cần đặt tên sao cho người đọc hản vẽ dễ nhớ, nếu như tên gọi ấy cho những thông tin về chức nâng hoạt động của linh kiện thì tốt. Điều này nhằm mục đích cho người đọc bản vẽ tìm hiểu sơ đồ nhanh hơn. Người ta thường chọn các chữ cái đầu theo nguyên tắc:

– Đặt tên theo tên linh kiện, ví dụ rơle – R, cầu dao – CĐ, aptomat – AT...

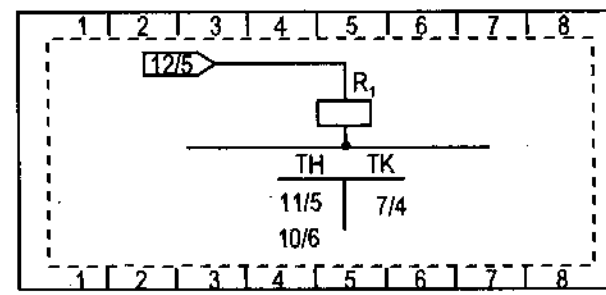
– Đặt tên theo chữ cái đầu chức nàng mã linh kiện thực hiện, ví dụ công tắc tơ thuận – T, công tắc tơ ngược – N....

c) Bố trí linh kiện

Khi hản vẽ lớu, có nhiều linh kiện được vẽ trên nhiều trang, hản vẽ cần được phân khu vực để vẽ. Việc phân khu vực nên theo chức năng của từng nhóm thiết bị, để khi đọc bản vẽ tránh phải phân tán suy nghĩ vào việc tìm linh kiện. Trong mỗi trang vẽ, cũng cần phân khu vực theo cột để khi tìm cho dễ, ví dụ, hản vẽ hình 1.10 được chia khu vực thành 8 cột. Việc phân khu vực theo cột trên hản vẽ như vậy sẽ thuận tiện khi chú dẫn linh kiện.

Những hản vẽ nhiều trang phải được đánh số trang, những đường nối mạch điện từ trang này gửi sang trang khác phải có chỉ dẫn. Cách chỉ dẫn được thực hiện theo nhóm số.

Ví dụ: Trong một trang hản vẽ có vẽ một sơ đồ mạch như trên hình 1.10.



Hình 1.10. Cách đưa thông tin trong bản vẽ

Chúng ta hiểu các thông tin cần dẫn trong bản vẽ như sau:

Muốn biết rơle R_1 hoạt động thế nào (khi nào đóng, khi nào cắt) cần tìm hiểu mạch ở trang 12 cột 5. Rơle R_1 sử dụng hai tiếp điểm thường hở, một tiếp điểm thường đóng. Hai tiếp điểm thường hở của rơle R_1 được dùng trong mạch ở trang 11 cột 5 và trang 10 cột 6. Tiếp điểm thường kín được dùng để đóng cắt mạch ở trang 7 cột 4.

d) Đánh số đầu dây

Điều này cần thiết để khi đọc sơ đồ cho dễ và thuận tiện khi lắp ráp. Nguyên tắc đánh số đầu dây bằng:

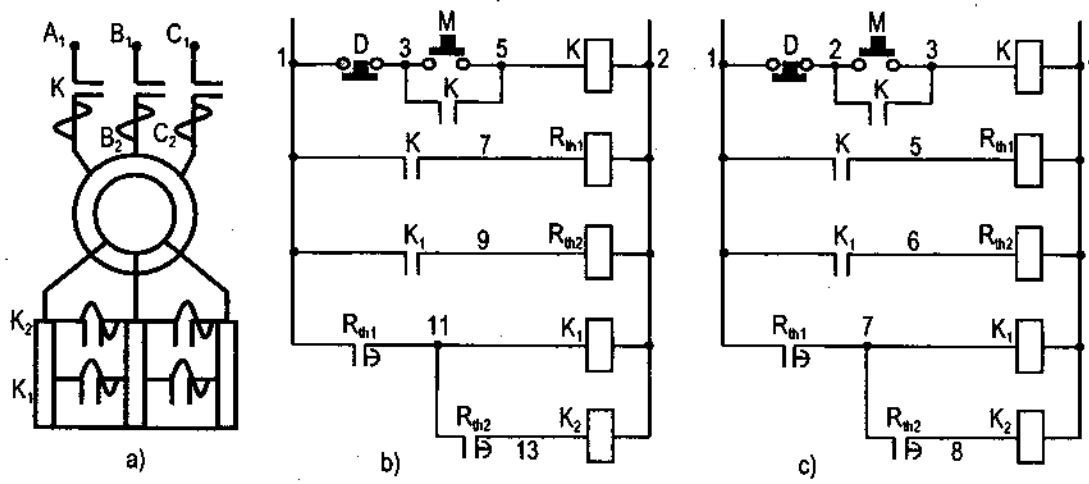
– chữ cái, ví dụ A, B, C...

– chữ cái kèm số, ví dụ R_1, K_2...

– số tự nhiên, ví dụ 1, 2, 3, 4...

Đánh số trong mạch điều khiển có thể sử dụng: cách đánh số chẵn lẻ hoặc đánh số liên tục. Cách đánh số chẵn lẻ có ưu điểm khi sửa chữa, lắp đặt có số chẵn về một phía của nguồn, còn số lẻ ở phía kia. Cách đánh số liên tục tiết kiệm được kho số.

Trường hợp mạch thực hiện nhiều chức năng, nên có cách đánh số để phân biệt các chức năng, ví dụ 503, 203 hai số đầu mang thông tin về chức năng các số tiếp theo mang thông tin về điểm nối. Các đầu dây mang cùng một số phải đẳng thế, để khi lắp ráp không có những sai sót đáng tiếc.



Hình 1.11. Ví dụ về cách đánh số đầu dây
a) Trong mạch động lực; b) Trong mạch điều khiển với cách đánh số chẵn, lẻ;
c) Trong mạch điều khiển với cách đánh số liên tục.

1.3.2. Cách thể hiện sơ đồ lắp đặt

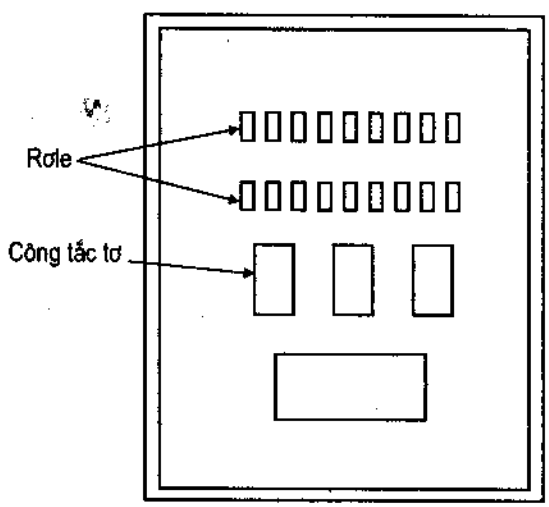
Một thiết bị điện hay một mạch điện phải được lắp ráp vào một bảng điện, tủ điện. Các thiết bị được lắp phải đảm bảo tính kỹ thuật và mỹ thuật. Lắp ráp các linh kiện cũng cần tuân thủ theo những nguyên tắc nhất định.

a) Bố trí thiết bị

Các thiết bị phải được bố trí theo hàng, cột để đảm bảo tính mỹ thuật. Ngoài ra các thiết bị được gá lắp theo các nguyên tắc:

– Nguyên tắc khối lượng.

Những thiết bị nặng như (biến áp, động cơ, chỉnh lưu...) đặt dưới thấp, những thiết bị nhẹ bố trí trên cao. Ví dụ, trong một bảng điện đặt theo chiều thẳng đứng có một biến áp, ba công tắc tơ và các rơle (hình 1.12). Các thiết bị được bố trí biến áp nặng nhất đặt dưới cùng, công tắc tơ nhẹ hơn đặt ở tầng thứ hai, các rơle nhẹ nhất đặt ở hàng trên cùng.

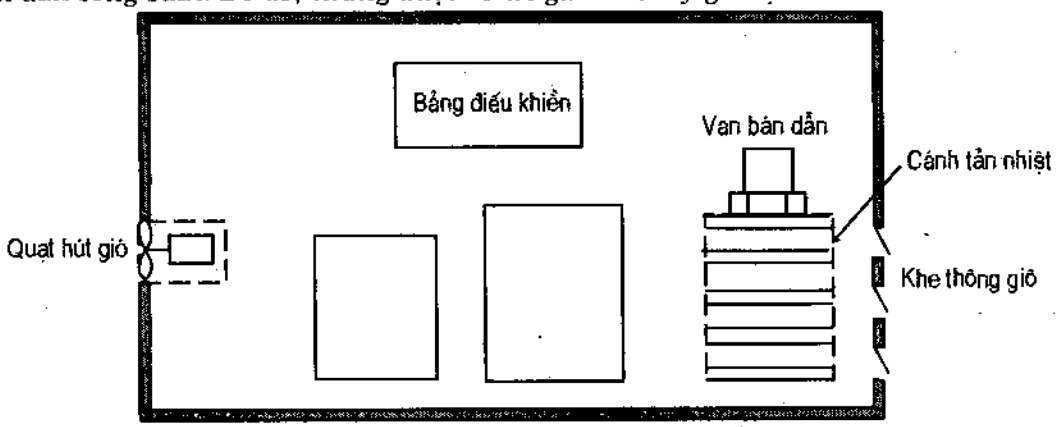


Hình 1.12. Bố trí thiết bị theo nguyên tắc khối lượng

– Nguyên tắc phát nhiệt.

Theo nguyên tắc đối lưu không khí tự nhiên, những thiết bị ít phát nhiệt bố trí dưới

thấp, những thiết phát nhiệt nhiều bố trí trên cao, hoặc những thiết bị phát nhiệt nhiều được dặt ở nơi có thông gió tốt nhất. Trường hợp trong tủ điện có nguồn phát nhiệt lớn, cần thông gió cưỡng bức bằng quạt lâm mát. Ví dụ trên hình 1.13 giới thiệu mặt cắt của một tủ điện máy hàn một chiều dơn giản, quạt hút được dặt phía sau tủ điện, khối phát nhiệt nhiều nhất là các van hán dẫn, cánh tỏa nhiệt của chúng được đặt gần khe thông gió của tủ điện. Trong tủ điện, khối phát nhiệt nhiều nhất và cần làm mát tốt nhất là các bộ biến đổi bán dẫn công suất. Do đó, chúng được hố trí gần khe lấy gió tự nhiên vào.



Hình 1.13. Sơ đồ mặt cắt bố trí thiết bị một máy hàn một chiều

– Theo họ linh kiện.

Những thiết bị cùng họ, thường có hình dáng kích thước như nhau. Do đó, nhằm tăng tính thẩm mỹ của tủ điện, những thiết bị cùng họ có thể được đặt cùng chỗ. Ví dụ: trên hình 1.18 rơle, được lắp trên cùng một hàng, công tắc tơ được lắp trên cùng một bàng, aptomat nhánh trên cùng một hàng, lúc đó nhìn vào tủ điện có tính mỹ thuật cao hơn.

– Nguyên tắc chức năng phục vụ của nhóm thiết bị.

Tủ (bảng) điện được phân thành khu vực, những thiết bị thực hiện một chức năng hoạt động nào đó được đặt gần nhau trong một khu vực, để khi kiểm tra, sửa chữa dễ dàng.

Các thiết bị được gá chắc chắn vào bảng điện trước khi lắp vào tủ.

Nói chung nguyên tắc lắp ráp thiết bị chỉ mang tính tương đối. Nhiều khi người ta phải phối hợp nhiều nguyên tắc lại mới có được cách lắp tối ưu.

b) Nối dây động lực và điều khiển

Dây điện phải được đi đảm bảo tính kỹ và mỹ thuật. Dây nối phải đảm bảo đủ tiết diện. Tiết diện dây nối được tính theo: S – tiết điện dây nối, I – dòng điện chạy qua dây dẫn, J – mật độ dòng điện chạy qua dây dẫn, mật độ này được chọn theo chỉ tiêu sụt áp của thiết bị hay pbát nóng của dây.

Dây động lực có thể được sử dụng bằng thanh cái đồng hay cáp điện. Mỗi đầu cáp phải có đầu cốt (hay kẹp cáp kiểu làn sóng). Số lượng dây cáp trong một đầu kẹp cáp không được quá hai. Các mạch có tính chất hoặc chức năng tương tự nhau phải được tập trung trên một khối hàng kẹp.

Dây điều khiển được dùng bằng dây đồng mềm nhiều sợi có bọc nhựa. Tiết diện lõi tối thiểu thường là 0,5mm^2. Các dây cáp nội bộ của thiết bị điện tử có thể là dây cứng một lõi có bọc nhựa.

Hình 1.14. Hình dáng một số đầu cốt và dây điện

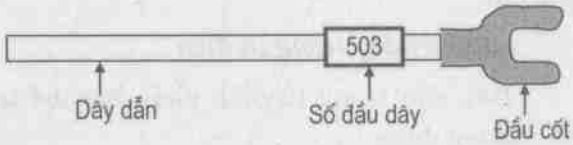
Đầu đấu nối của các thiết bị phải tuân theo yêu cầu:

– Vật liệu chế tạo đầu đấu nối bằng đồng, hợp kim đồng.

– Đầu đấu nối phải được cố định vững chắc (thường được ép bằng kìm ép đầu cốt hoặc đổ thiếc).

– Đầu nối các dây phải được đánh số trung thực theo sơ đồ nguyên lý. Các số đầu dây phải được viết trên ghen nhựa ôm lấy đầu dây, hiện nay có các số đầu dây bán sẵn trên thị trường có thể dùng các số đầu dây này để lồng vào dây rất thuận tiện và đẹp. Các đầu dây phải có đầu cốt chắc chắn. Ví dụ về đánh số đầu dây và đầu cốt giới thiệu trên hình 1.15.

Các sơ đồ hàng kẹp cáp phải có đủ các thông tin chi tiết sau đây cho mỗi tủ điện, cabin bộ phận hoặc thiết bị khác mà các đường cáp sẽ đấu nối vào:



Hình 1.15. Đánh số đầu dây và đầu cốt

– Số liệu thiết kế (số hiệu chức năng và số hiệu vị trí) của tủ.

– Số hiệu đầu nối (hoặc trống nếu là dự phòng) được gắn vào mỗi đầu nối.

– Cho mỗi sợi cáp: Số hiệu thiết kế cáp, tổng số lượng lõi, số lõi dự phòng, địa chỉ đến của cáp.

Sơ đồ hàng kẹp phải có các chỉ dẫn tham chiếu tới các sơ đồ mạch liên quan và số hiệu bản vẽ sơ đồ đấu nối dây, kể cả số hiệu sau khi chỉnh sửa. Các thông tin có thể trình bày dưới dạng danh mục hoặc bảng (ví dụ bản in của máy tính) với điều kiện là các danh mục này có thể dễ dàng nhận dạng các cáp, lõi và đầu đấu nối.

Dây động lực và dây điều khiển được tách thành các bó dây riêng nhằm tránh sự phát nhiệt từ dây động lực ảnh hưởng tới dây điều khiển và nhiễu thông tin từ dây động lực sang dây điều khiển.

Cáp điều khiển: thường là loại cáp nhiều lõi trong một sợi. Khi sử dụng các lõi trong sợi cáp cần có một số lượng tối thiểu các lõi dự phòng cho mỗi sợi cáp điều khiển:

– Tới 4 lõi: không cần lõi dự trữ.

– Tới 12 lõi: tối thiểu 2 lõi dự trữ.

– Tới 20 lõi: tối thiểu 4 lõi dự trữ.

– Trên 20 lõi: tối thiểu 6 lõi dự trữ.

Cáp điều khiển phải là loại tròn, bện, lõi bằng đồng, cách điện PVC, cấp cách điện 0,6/1kV (hình 1.16).

Hình 1.16. Một số loại bó cáp điều khiển

Dây dẫn tráng thiếc chỉ được dùng với các đầu kẹp cáp kiểu cắm.

Cáp điều khiển sự cố phải có vỏ bọc ngoài bằng hợp chất PVC làm chậm quá trình cháy, có đặc tính ngăn sự phát triển của lửa, hạn chế khói và các chất khí gây ăn mòn và độc hại.

c) Bố trí dây trong tủ điện

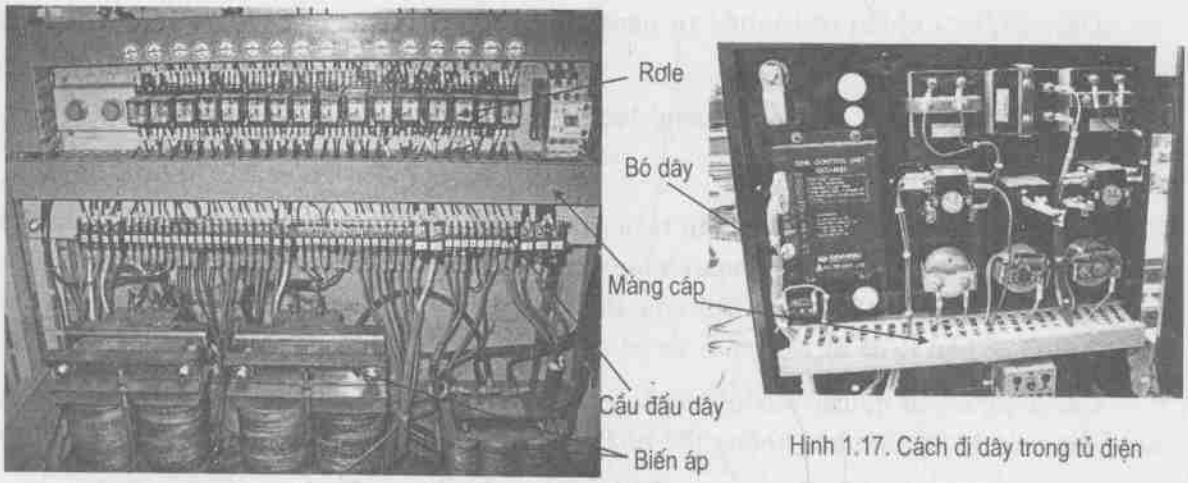
Dây dẫn trong tủ điện phải được bố trí gọn gàng, ngay ngắn. Có một số cách bố trí dây thông dụng:

– Dây dẫn phải được bó thành bó bằng dây không dẫn điện. Hiện nay trên thị trường rất phổ biến loại dây rút bằng nhựa để bó dây (hình 1.17b). Cách bó dây như thế này cho thẩm mỹ đẹp, nhưng khi sửa chữa nếu phải tìm đầu dây thì khó khăn hơn, vì phải cắt các dây buộc mới tìm được đầu dây.

– Dây dẫn được đặt trong máng cáp có xẻ rãnh (hình 1.17a, b). Cách đi dây kiểu này rất thuận tiện, khi sửa chữa chỉ cần bật nắp của máng dây là có thể kiểm tra dây dẫn một cách dễ dàng.

– Dây điều khiển được sử dụng một bó dây nhiều sợi (hình 1.17b), các sợi dây phân biệt bằng màu, hoặc bằng số của các dây dẫn. Đi dây kiểu này thường hay dùng cho những máy móc có khoảng cách dây dẫn lớn, ví dụ đi dây cho thang máy, cho các băng chuyền.

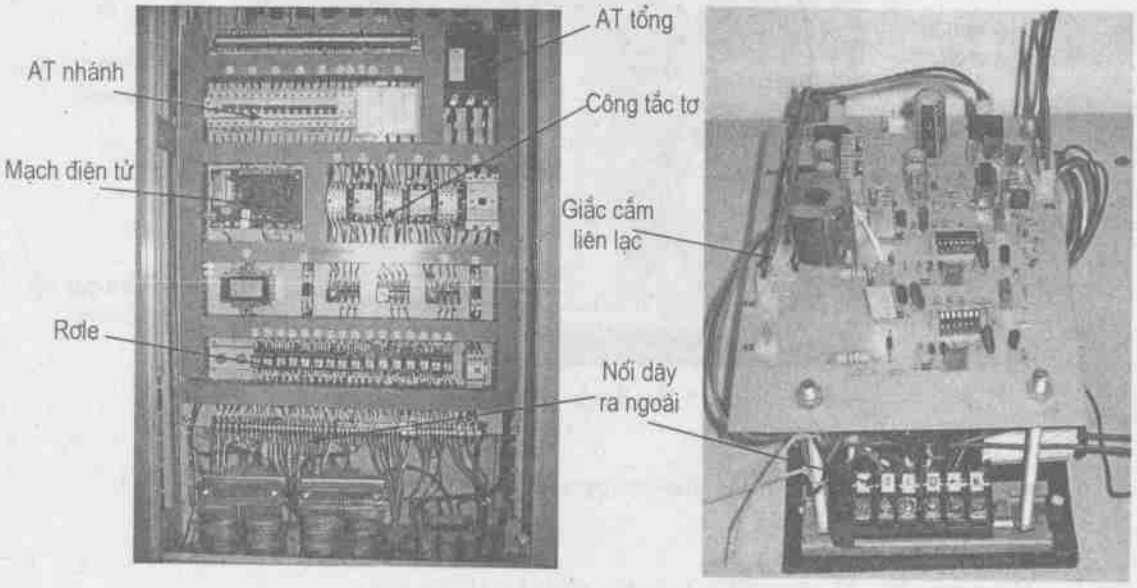
Mọi dây cáp phải có một chiều dài dự phòng thích hợp và được quấn một cách gọn gàng, để làm đầu cốt mới khi đầu cốt ban đầu bị hỏng. Các dây cáp vắt qua khoảng trống giữa thành tủ và panel có bản lề phải được bó lại và bố trí sao cho có độ võng nhỏ nhất và không gây ra sức căng cho đầu đấu nối cáp.



Hình 1.17. Cách đi dây trong tủ điện

d) Nối dây giữa các bảng mạch trong tủ điện và nối ra ngoài

Nhằm lắp đặt độc lập giữa các khối ngay bên trong một tủ điện với nhau, người ta nối dây giữa các bảng mạch và nối ra ngoài bằng các cầu đấu dây hay giắc cắm. Hình 1.18 giới thiệu một số loại cầu đấu (hình 1.18a) và giắc cắm (hình 1.18b) thường gặp trong thực tế hiện nay.



a) b)

Hình 1.18. Kết cấu bên trong tủ điện

Tủ điện thường được chế tạo độc lập, do đó khi lắp đặp phải được nối dây động lực và điều khiển từ tủ điện ra ngoài. Để làm được việc này phải có đầu nối trung gian mà ta thường gọi là cầu đấu.

Dây nối động lực được nối qua các cầu đấu động lực, hay có thể nối trực tiếp vào thanh cái.

Dây nối điều khiển từ tủ điện ra ngoài cũng được nối qua cầu đấu hay giắc cắm loại nhỏ như trên hình 1.18a, b.

Các cầu đấu nối dây ra ngoài thường được bố trí phía dưới hoặc hai bên thành của tủ điện.

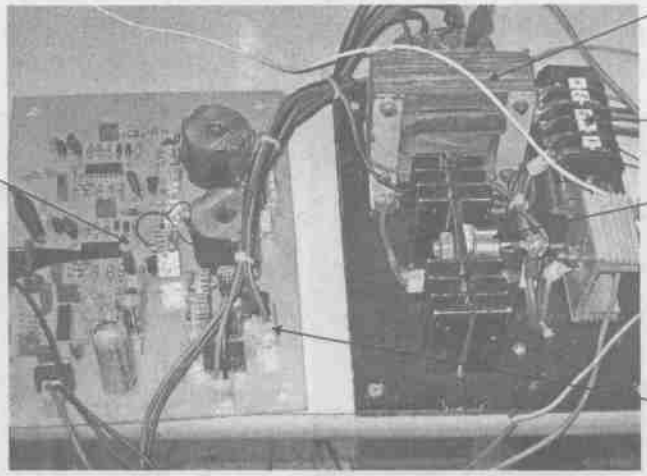
e) Thiết bị điện tử

Các bảng mạch in phải được lắp trên các khung. Khung được treo trên giá đỡ hoặc tủ sao cho phải có mặt trước trống hoàn toàn và có thể tiếp cận từ phía sau tới các bảng mạch in hoặc các dây đấu nối khác. Khi cần thiết phải lắp đặt thiết bị phía sau khung, các khung phải có bản lề để dễ tiếp cận các bảng mạch in và các dây đấu nối.

Các bảng mạch in, các modul và các giắc cắm cáp phải phân biệt hoặc đánh dấu theo một cách nào đó để đảm bảo không thể nhầm vị trí khi thay thế.

Các bảng mạch phải được trang bị bộ phận cài, khóa để chúng không bị bật ra do rung động hoặc sự cố bất ngờ.

Dây nối trong tủ và giữa các tủ không được phép có các mối nối ở đoạn giữa.



Hình 1.19. Lắp ráp mạch điện tử điều khiển

Các thông tin sau đây phải được cung cấp cho từng bộ phận:

– Tên nhà chế tạo.

– Bảng ghi đầy đủ các số liệu và đặc tính kỹ thuật.

Tất cả các bộ phận điện tử phải có giá trị định mức an toàn. Nhiệt độ bề mặt của mọi bộ phận phải thấp hơn nhiệt độ thí nghiệm lớn nhất của thiết bị, tối thiểu là 5^0C (nhiệt độ này thường gặp khoảng 60^0C).

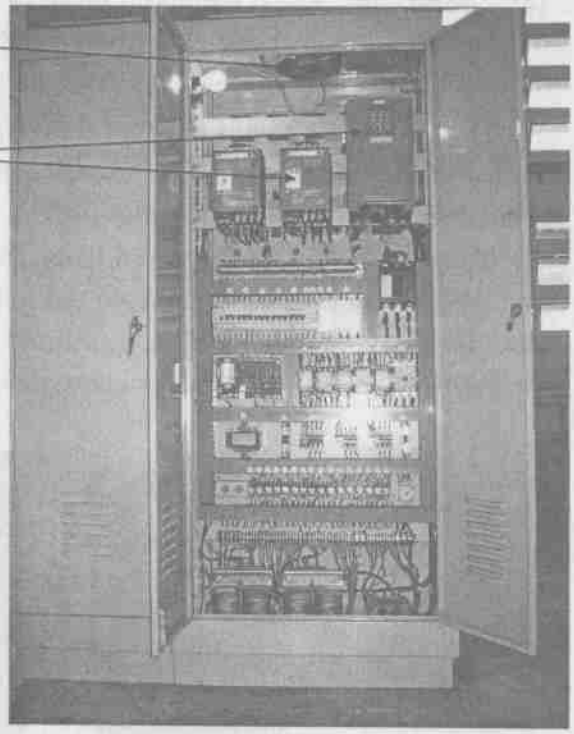
f) Vỏ tủ điện

Các panel và tủ phải có kích thước tiêu chuẩn và đồng nhất. Các bộ phận của thiết bị đóng cắt trong tủ phải độc lập với nhau về điện, phải có khả năng tiếp cận với máy cắt và các khoang đấu cáp trong tủ.

Tủ phải có các cửa treo bằng bản lề và các panel được cố định bằng bu lông.

Tất cả các khối hàng kẹp, rơle, dụng cụ đo và chỉ báo phải được bố trí sao cho có thể tiếp cận an toàn trong khi thiết bị đang làm việc. Các khóa liên động thích hợp phải được bố trí để không cho tiếp xúc với các bộ phận mang điện.

Tất cả các dụng cụ đo lường, rơle, khóa điều khiển, khóa chọn chế độ vận hành phải được lắp đặt bằng phẳng trên mặt trước thiết bị đóng cắt, tại độ cao hợp lý. Việc bố trí thiết bị ở trong và trên vỏ thiết bị, phải được thực hiện sao cho việc bảo dưỡng một cách dễ dàng, mà không phải tháo dỡ các thiết bị khác. Các thiết bị thao tác bằng tay phải được bố trí ở độ cao 750 ÷ 1800 mm so với mặt sàn (tại vị trí đứng thao tác).



Hình 1.20. Kết cấu tủ điện

Thiết kế tủ điện sao cho có thể dễ dàng mở rộng về một đầu nào đó. Trong trường hợp các dụng cụ đo và rơle yêu cầu chế độ vận hành chính xác, phải đặt các bộ giảm chấn và giảm rung.

Vỏ tủ được chế tạo từ thép lá, bằng cách uốn và hàn các tấm thép có chiều dày hợp lý nhưng không nhỏ hơn 1,5mm. Thép cán có thể sử dụng làm khung và gân tăng cứng chế tạo tủ lớn. Nếu thiết bị được lắp trên panel, thép tấm dùng để chế tạo panel phải đủ dày để chống các rung động ảnh hưởng đến sự vận hành chính xác của thiết bị.

Cửa tủ phải được bố trí ở những vị trí cần tiếp cận trong quá trình vận hành bình thường của thiết bị cũng như khi có sự cố, ví dụ thay thế cầu chì, giải trừ rơle, đưa thiết bị ra khỏi vận hành...

Các tủ điện bố trí trên mặt sàn phải được đặt trên một chân đế. Khoảng cách từ một cửa tủ khi mở đến tường hoặc trang thiết bị gần nhất tối thiểu 450mm đối với các tủ có chiều dài nhỏ hơn 3m và trên 800mm cho các tủ dài trên 3m.

Bố trí thiết bị trong và trên mặt tủ sao cho có thể tiến hành bảo dưỡng thiết bị được dễ dàng không phải tháo rời các thiết bị khác.

Các tấm đệm rời với kích thước và số lượng thích hợp phải được cung cấp cho các cửa cáp vào phía trên nóc hoặc phía đáy, trừ các tủ ngoài trời không được bố trí các đường cáp

vào từ phía nóc. Đối với các tủ bố trí trên mặt sàn trong nhà, các tấm đệm cửa cáp vào từ phía đáy có thể thay bằng rắc–co kẹp cáp để đỡ cáp. Các rắc–co làm kín và đỡ cáp tại các đường cáp vào phải được sử dụng cho các vị trí cần phải chống xâm nhập của động vật và côn trùng có hại.

Các bộ sấy chống ngưng tụ hơi nước $230V_{AC}$ đồng bộ với công tắc cách ly phải được bố trí trong các hộp đấu nối và tủ có thiết bị hoặc rơle điều khiển. Một bộ điều khiển nhiệt độ phải được trang bị để điều khiển bộ sấy. Các bộ phận mang nhiệt phải được che chắn để tránh đụng chạm ngoài ý muốn. Các tủ có bộ sấy phải có các lỗ thông gió, lỗ thông gió phải có lưới đồng mịn để chống xâm nhập của động vật, côn trùng. Thông gió phải đủ khả năng không để xảy ra hiện tượng quá nhiệt cho thiết bị.

Đèn chiếu sáng phải được bố trí trong các tủ để cung cấp đủ ánh sáng khi làm việc bên trong tủ, trừ các hộp nhỏ. Đèn chiếu sáng được đóng mở bằng công tắc lắp trên tủ, tác động tự động khi mở hay đóng cửa tủ.

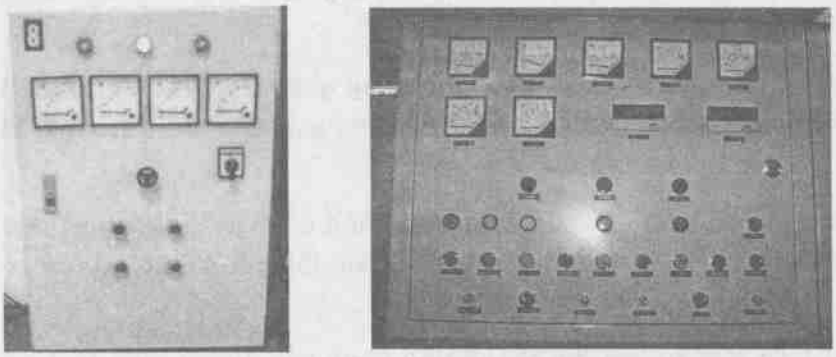
Thanh cái phải được chế tạo bằng đồng điện phân có tính dẫn điện cao, được bảo vệ thích hợp chống han gỉ và được đỡ chắc chắn trên trên sứ cách điện. Các thanh cái phải được bố trí sao cho không bị lộ ra khi mở các cửa phía sau và phía trước. Chỉ có thể tiếp cận thanh cái khi tháo rời các vỏ che. Phải tính tới sự giãn nở của thanh cái khi thay đổi nhiệt độ. Các bề mặt tiếp xúc của các đầu nối và liên kết của thanh cái phải phẳng, được mạ bạc hoặc mạ thiếc.

Tất cả các thiết bị đóng cắt, thanh cái, đầu nối thanh cái phải có khả năng chịu được tất cả các ứng suất điện, cơ và nhiệt xuất hiện trong điều kiện làm việc bình thường cũng như khi sự cố.

Xét về mọi mặt, các tủ chứa thiết bị điều khiển hoặc rơle phải có đủ không gian để sau này có thể bổ sung thiết bị.

Mặt trước tủ điện được bố trí các thiết bị đo, tín hiệu và thao tác như hình 1.21.

a)



b)

Hình 1.21. Tủ điện
a) Hình dáng kết cấu; b) Bố trí mặt trước.

1.4. PHÂN TÍCH VÀ TỔNG HỢP HỆ THỐNG

Khi tiến hành nghiên cứu, thiết kế một hệ thống điều khiển cần phải phân tích và tổng hợp chúng. Nghiên cứu và tổng hợp hệ thống điều khiển tốt nhất tiến hành bằng thí nghiệm thực tế. Tuy nhiên, việc nghiên cứu như vậy cần có thiết bị và thời gian. Cô thể tiếp cận chúng bằng lý thuyết bằng mô tả toán học.

Hệ thống tự động điều khiển làm việc ở chế độ động, khi có tác động điều khiển hay tín hiệu nhiễu, đo cô sự thay đổi thông số nên có thể xuất hiện đao động. Nguyên nhân của những dao động này là đo thông số của hệ thống, các dặc tính phi tuyến, tín hiệu nhiễu, cấu trúc của hệ thống có sự thay đổi.

Để đơn giản, khi phân tích và tổng hợp hệ thống tự động cần phải tìm cách tuyến tính hôa các đặc tính phi tuyến của các khâu trong hệ thống. Thường những điều này có liên quan tới đặc tính tĩnh, tuy nhiên muốn chính xác trước tiên cần xác định các thông số động của hệ thống tự động (hệ số khuếch đại, các hằng số thời gian) và tìm các chức năng cô liên quan kbác.

Có thể tham khảo trình tự nghiên cứu một hệ thống tự động điều khiển như sau:

– Lập hệ phương trình vi phân của hệ thống.

– Xác định các thông số của hệ thống từ chế độ tĩnh.

– Làm rõ những khả năng tuyến tính hóa đặc tính, thực hiện việc tuyến tính hôa đặc tính từng khâu hay toàn bộ hệ thống.

– Tổng bợp hệ thống đã tuyến tính hóa, xác định các thông số của mạch hiệu chỉnh.

– Viết lại hệ phương trình vi phán của hệ thống bao gồm cả các khâu hiệu chỉnh.

– Phân tích hệ thống, tính toán các quá trình quá dộ, đánh giá chất lượng của hệ thống khi có tác động nhiễu.

– Các phương trình vi phân được viết liên tiếp cbo từng phần tử dưới dạng kinh điển và dạng toán tử Laplace. Xác định thông số của từng khâu (hệ số khuếch đại và các hằng số thời gian) được thực hiện bằng tính toán hay thực nghiệm.

– Tuyến tính hóa đặc tính của hệ thống được thực hiện trên từng đoạn đặc tính cụ thể, với chế độ làm việc cho phép của động cơ và các bộ biến đổi. Đôi khi trong chế độ động, thông số của hệ thốug có sự thay đổi chút ít nhưng sự thay đổi này hoàn toàn có thể bỏ qua mà không ảnh hưởng tới độ chính xác của các phép tính.

Thông thường tuyến tính hóa đặc tính được tbực hiện trên từng đoạn đặc tính, mỗi đoạn đặc tính ấy coi là tuyến tính.

Nghiên cứu đặc tính động của hệ thống đã tuyến tính hóa có thể thực hiện bằng hàm truyền của từng khâu và của cả hộ thống. Hàm truyền của hệ thống được xác định theo sơ đồ khối của hệ thống và hàm truyền ơha từng khâu cấu tạo lôn phần hệ thống đang xét.

Để thuận tiện, những yêu cầu đặc tính động của hệ thống bao gồm cả các khâu biệu chỉnh nối tiếp và song song, thêng số và sơ dồ khâu hiệu chỉnh được xác định khi tổng hợp hệ thống. Tổng hợp hệ thống tự động tuyến tính thường được thực hiện theo phương pháp đặc tính tần số logarit. Tổng hợp hệ thống được tiến hành trên tất cả các doạn đặc tính tuyến tính hóa kể cả các khâu hiệu chỉnh.

Đôi khi hệ thống tự động điều khiển đòi hỏi chế độ làm việc ổn định. Trong trường hợp này cần tiến hành kiểm tra ổn định của hệ thống.

Giải các phương trình vi phân của hệ thống tuyến tính có thể được thực hiện bằng hằng phương pháp tích phân kinh điển hay toán tử Laplace. Những phương pháp này cho phép giải các phương trình đến bậc 3 hởi vì chúng dòi hỏi tìm nghiệm phương trình đặc trưng. Với những phương trình bậc cao hơn khi giải đòi hỏi mất nhiều thời gian hơn.

Đối với hệ thống tự động được viết bởi những phương trình bậc cao nên sử dụng phương pháp tần số để tính toán quá trình quá dộ, lúc đó không cần tìm nghiệm của phương trình đặc trưng. Khi tuyến tính hóa đặc tính, cho từng đoạn đặc tính xây dựng phương trình vi phân tuyến tính, hằng số tích phân của chúng được tìm từ các điều kiện đầu trên mỗi doạn đặc tính. Bằng cách này cho ta độ chính xác cao khi tính toán nhưng mất nhiều thời gian.

Nghiên cứu đặc tính động của hệ thống phi tuyến, quá trình quá dộ của chúng được viết bằng phương trình vi phân phi tuyến, sử dụng phương pháp đồ thị giải tích.

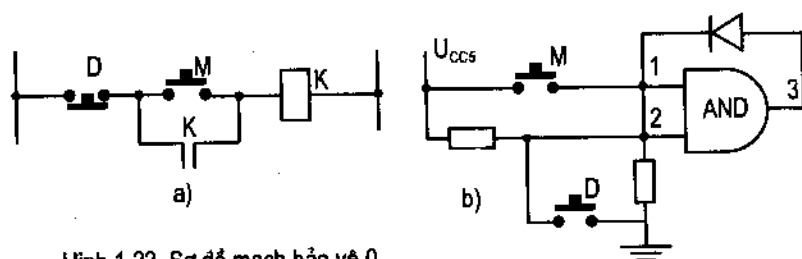
1.5. MỘT SỐ SƠ ĐỒ MẠCH ĐIỂN HÌNH

1.5.1. Các mạch bảo vệ

Trcng các hệ thống điều khiển thiết bị điện hạ áp (điện áp dưới 1000V), muốn các thiết bị điện tránh dược những hư hỏng không dáng có và tăng mức dộ tin cậy của thiết bị, cần phải sử dụng đúng các loại bảo vệ. Những mạch bảc vệ phổ biến là: bảo vệ không, bảo vệ dòng điện cực đại, bảc vệ dòng diện cực tiểu, bảo vệ quá tải, bảo vệ hành trình, bảo vệ quá áp và thấp áp.

a) Bảo vệ 0 (không)

Đây là mạch bảo vệ tránh tự hcạt động lại sau khi mất điện. Hình 1.22a giới thiệu một sơ dồ mạch bảo vệ 0 diện áp khi mất điện. Nhờ tiếp điểm K mắc song song với nút nhấn M, mà khi nhấn nút M cuộn dây K có diện tự giữ ở chế dộ đóng điện (khi nút nhấn M dã nhả ra), công tắc tơ K hút dòng tiếp diểm cấp diện cho mạch điện nào đó. Khi mất diện, tiếp điểm K nhả ra cuộn dây K không tự hút khi có điện trở lại. Sơ dề mạch



Hình 1.22. Sơ dồ mạch bảo vệ 0

bảo vệ 0 được dùng cho hầu hết các mạch điện. Hình 1.22b giới thiệu một sơ đồ bảo vệ 0 bằng mạch logic. Khi chưa nhấn nút M đầu ra số 3 của cổng AND ở mức 0, nhấn nút M đầu ra lên 1, mức 1 này hồi tiếp ngược lại chân 1, giữ đầu ra ở mức 1. Khi mất điện đầu ra trả về 0, chỉ lên 1 khi nhấn lại M.

b) Mạch bảo vệ dòng điện cực đại bao gồm cả bảo vệ ngắn mạch trong mạch động lực, nó thường được sử dụng cầu chì tác động nhanh, aptomat như trên hình 1.23, dùng rơle dòng điện cực đại (hình 1.23b).

Dòng điện nóng chảy của cầu chì I_{CC}, dòng điện tác động $I_{TĐ}$ của rơle dòng điện cực đại, dòng điện tác động $I_{TĐ}$ của aptomat được tính như sau:

Bảo vệ động cơ không đồng bộ roto lồng sóc:

$$I_{TĐ} = (1,2 \div 1,3)\, I_{KĐ}$$

$I_{KĐ}$ – dòng điện khởi động động cơ

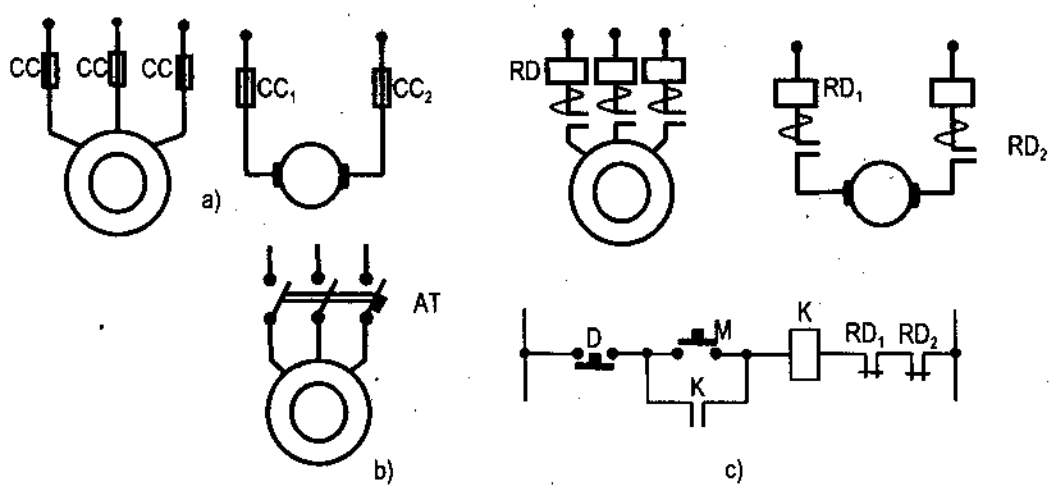
Khi khởi động bình thường, thời gian khởi động của động cơ nhỏ hơn 5 giây:

$$I_{CC} > I_{KĐ}/2,5$$

Khi khởi động nặng nề, thời gian khởi động của động cơ lớn hơn 5 giây:

$$I_{CC} = I_{KĐ}/(1,6 \div 2)$$

Bảo vệ động cơ không đồng bộ roto dây quấn và động cơ điện một chiều khi dòng điện khởi động động cơ $I_{KĐ} \approx 2I_{dm}$.

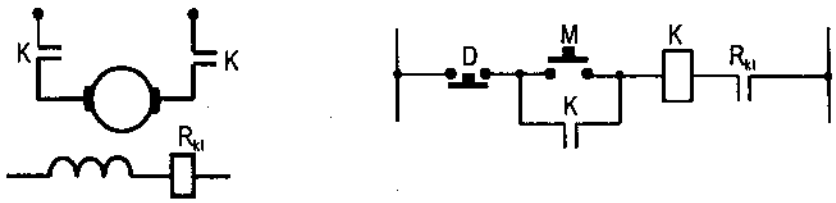


Hình 1.23. Bảo vệ dòng điện ngắn mạch và cực đại

c) Mạch bảo vệ dòng điện cực tiểu

Đối với động cơ điện một chiều, giảm kích từ sẽ rất nguy hiểm, do đó cần có mạch bảo vệ dòng điện cực tiểu bằng rơle dòng điện mắc trong mạch cuộn dây kích từ. Sơ đồ mạch bảo vệ dòng điện cực tiểu giới thiệu trên hình 1.24. Khi cuộn dây kích từ đủ dòng điện, rơle R_{kt}

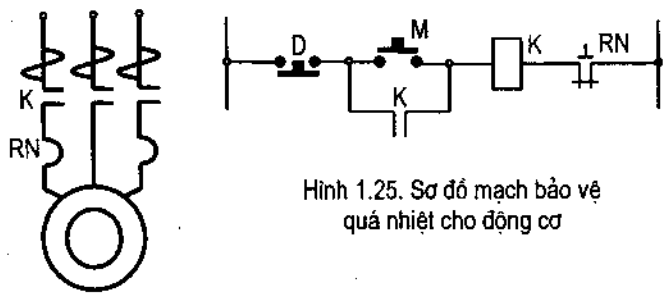
hút đóng tiếp điểm R_{kt} trong mạch điều khiển hình 1.24. Chỉ khi đó cuộn dây K mới có điện khi nhấn M, mạch phần ứng động cơ mới có điện.



Hình 1.24 Mạch bảo vệ mất kích từ động cơ điện một chiều

d) Bảo vệ quá tải

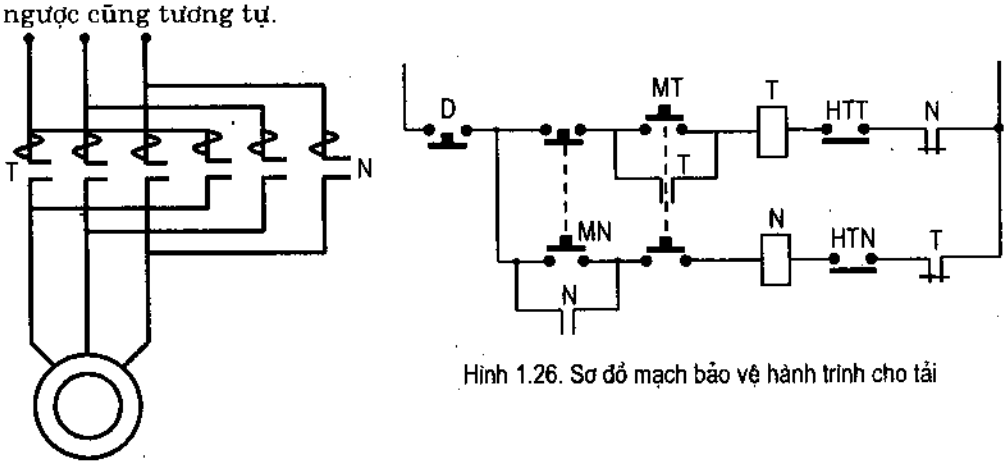
Đối với nhiều loại tải, khi làm việc quá tải lâu dài thiết bị sẽ phát nhiệt, có thể làm cháy thiết bị, do đó cần được bảo vệ quá tải. Mạch bảo vệ quá tải, có thể được thực hiện bằng cảm biến nhiệt đặt trong lòng thiết bị cần được bảo vệ, cách này tương đối phức tạp. Cách người ta thường làm là bảo vệ gián tiếp bằng dòng điện quá tải chạy qua thiết bị cần được bảo vệ. Thiết bị bảo vệ được dùng trong trường hợp này là rơle nhiệt (hình 1.25). Khi có sự cố quá tải, rơle nhiệt tác động làm mở tiếp điểm trong mạch điều khiển, cuộn hút công tắc tơ K mất điện, cắt động cơ ra khỏi lưới. Rơle nhiệt có loại tiếp điểm tự phục hồi và không tự phục hồi.



Hình 1.25. Sơ đồ mạch bảo vệ quá nhiệt cho động cơ

e) Bảo vệ hành trình

Nhiều loại máy có giới hạn hành trình, ví dụ xe con cần cẩu, hành trình bàn máy bào giường... những hành trình này cần được bảo vệ bằng các công tắc hành trình. Ví dụ trên hình 1.26 vẽ một mạch bảo vệ hành trình thuận và ngược của một cơ cấu chạy thuận ngược. Khi chạy hết hành trình thuận, cơ cấu cơ khí tác động vào tiếp điểm hành trình thuận (HTT), cắt điện cuộn dây T mở tiếp điểm thuận (T), động cơ dừng. Theo chiều hành trình ngược cũng tương tự.



Hình 1.26. Sơ đồ mạch bảo vệ hành trình cho tải

f) Bảo vệ điện áp cao và thấp

Nhiều loại tải rất nhạy với điện áp cao và điện áp thấp, do đó cần có các thiết bị bảo vệ quá áp và thấp áp. Những cảm biến điện áp được dùng là các rơle điện áp điện từ hay điện tử. Tiếp điểm của các rơle điện áp được nối vào mạch bảo vệ 0 như các sơ đồ mạch trên.

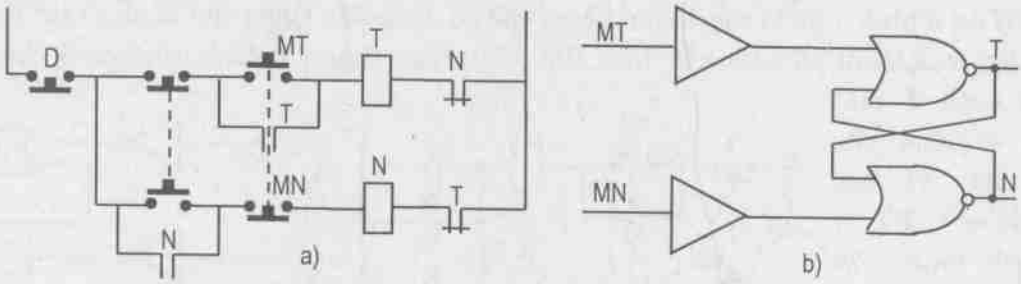
1.5.2. Mạch liên động

a) Tiếp điểm liên động của công tắc khi hở nút nhấn

Loại mạch liên động này thường được dùng để tự giữ cuộn hút ở trạng thái hút khi nhả nút nhấn. Những mạch như thế đã được giới thiệu ở các hình vẽ mạch điều khiển ở trên ví dụ hình 1.25, 1.26... Mạch liên động kiểu này còn có thể được dùng bằng các điốt hồi tiếp trong các mạch một chiều như trên hình 1.22b.

b) Liên động không đóng điện đồng thời

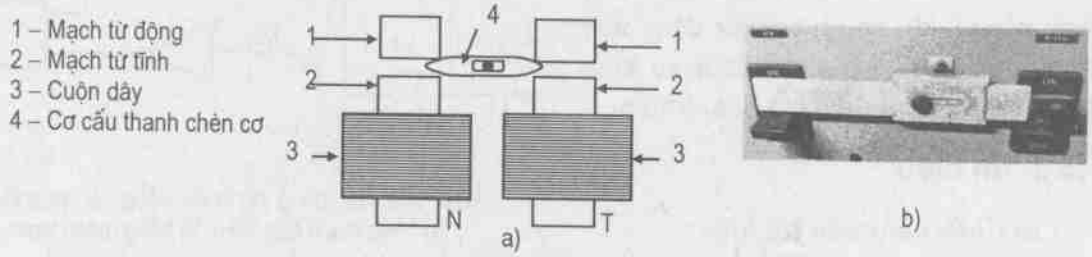
Khi cần đóng điện cho loại tải có đảo chiều, người ta thường dùng hai công tắc tơ hay hai aptomat. Hai công tắc tơ không được cùng đóng điện đồng thời, việc đóng điện như vậy sẽ gây sự cố ngắn mạch. Để bảo vệ việc đóng điện không đồng thời, người ta sử dụng nhiều loại liên động, điển hình là hai loại liên động cơ và điện như trên hình 1.27a.



Hình 1.27. Mạch liên động của các công tắc tơ đảo chiều

Liên động điện là các tiếp điểm thường kín của T, N mắc vào mạch cuộn hút của N, T để đảm bảo cuộn hút T mà hút làm mở tiếp điểm T trong mạch cuộn hút N, khi đó cuộn hút N không có điện được, hay nói cách khác trong hai cuộn hút T, N chỉ được phép có điện một cuộn. Liên động cơ có hai cách: Cách 1 các nút nhấn thường mở của mạch T liên động với nút nhấn thường kín của mạch N (và ngược lại), khi đó nhấn MT cuộn T có điện N bị hở mạch không thể có điện được. Cách 2 người ta chế tạo cơ cấu cơ khí (hình 1.28) để khi hút công tắc tơ T thanh chèn làm cản trở mạch từ của N, làm cho N không hút được kể cả khi có điện áp đưa nhầm vào cuộn hút.

Trường hợp dùng hai aptomat để đóng điện. Để loại trừ việc đóng đồng thời hai aptomat có thể sử dụng khoá cơ khí như hình 1.28b.



Hình 1.28. Liên động cơ không đóng điện đồng thời
a) hai công tắc tơ; b) hai aptomat.

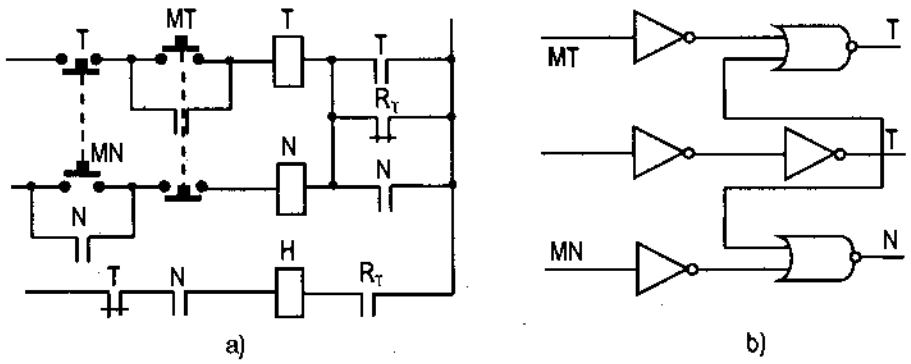
c) Liên động theo hành trình

Nhiều loại tải khi hoạt động cần được giới bạn hành trình. Việc giới hạn hànb trình được sử dụng các công tắc hành trình bằng cơ khí, boặc các công tắc hành trình bằng điện tác động dưới dạng cảm ứng tiệm cận điện trường hay từ trường, hoặc tác động bằng ánh sáng... Những liên động hành trình này được dùng nhiều trong các loại cơ cấu nbư thang máy, cần cẩu, máy gia công kim loại. Ví dụ về liên động bành trình dã vẽ trên hình 1.26.

d) Liên động đảm bảo một trình tự công nghệ đặt trước

Nbiều loại tbiết bị có những tác động theo một trình tự nhất định, ví dụ khi khởi động động cơ điện một chiều, động cơ KĐB roto dây quấn bằng điện trở, các điện trở được ngắn mạch theo một thứ tự nbất định. Những liên động hành trình theo một trình tự công ngbệ đặt trước dảm bảo tránh những tác động ngoài ý muốn.

Ví dụ ở hình 1.29 là mạch liên động, cbế độ đóng đảo chiều cho động cơ chỉ thực hiện được khi quá trình hãm dã kết thúc. Khi đang chạy thuận T đóng, nhấn nút chạy ngược (MN) cuộn T mất điện, có lệnh cho cuộn dây H, các tiếp điểm T, RT, N ở mạch bình 1.29 đều hở, cuộn dây N không tbể có điện được, quá trình hãm tbực biện, chỉ khi kết thúc quá trình hãm tốc độ bằng 0, tiếp điểm rơle tốc độ RT mới đóng lại, N mới có thể được cấp điện.

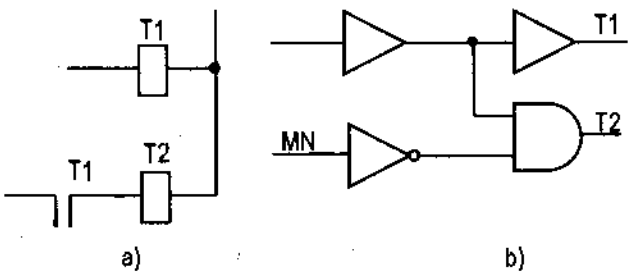


Hình 1.29. Liên động chế độ hãm với các chế độ đảo chiều
a) bằng mạch tiếp điểm; b) bằng mạch logic

Ở bình 1.30 cbo ví dụ mạch liên động, T2 chỉ tác động khi T1 dã tác động.

e) Liên động bảo vệ

Có nbiều cơ cấu, mạch điện cần được bảo vệ khi có nbững tác động nào đó, ví dụ bảo vệ động cơ không tự khởi động, mở cánh tủ điện cắt điều khiển.



Hình 1.30. Liên động thứ tự tác động các công tắc tơ
a) bằng mạch tiếp điểm; b) bằng mạch logic.

1.5.3. Tín hiệu

a) Chức năng của tín hiệu

Tín hiệu được sử dụng trong mạch điện nhằm kiểm soát tình trạng hoạt động của thiết bị, máy móc. Ví dụ điện áp, dòng điện, trạng thái công nghệ đóng, cắt, thứ tự hoạt động của dây chuyền công nghệ...

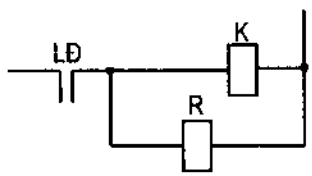
b) Các loại tín hiệu

Tín hiệu có thể được dùng là đèn hiệu, âm thanh (chuông, còi), cờ của các rơle, hiển thị bằng chữ, hình ảnh của các thiết bị số....

1.5.4. Một số mạch lỗi

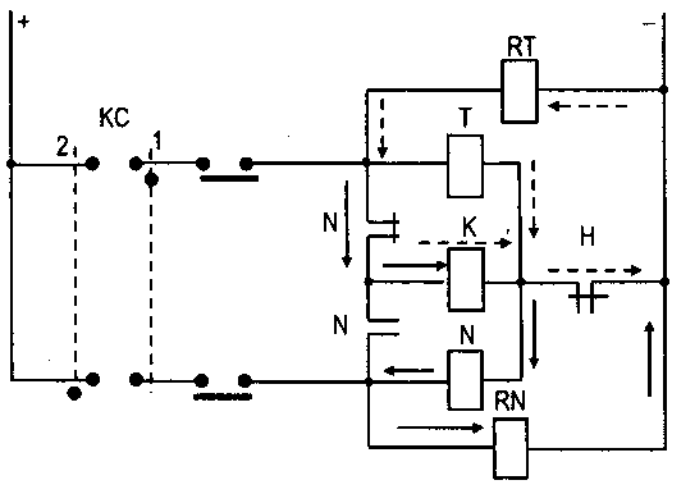
Mạch điều khiển tự động đôi khi có những lỗi, lỗi này chỉ được phát hiện trong quá trình lắp đặt và vận hành. Dưới đây giới thiệu một số mạch lỗi ví dụ.

Hình 1.31 vẽ một sơ đồ hai cuộn hút mắc song song. Hai cuộn hút mắc song song như thế này sẽ gặp lỗi khi một cuộn hút là cuộn hút công tắc tơ (K) có điện cảm bé, một cuộn là của rơle (R) có điện cảm lớn. Khi hở tiếp điểm LĐ cuộn dây K xả năng lượng làm cho bão hòa mạch từ rơle và phần ứng rơle có thể bị hút lặp lại, đồng thời khi đó công tắc tơ K sẽ tăng thời gian nhả.



Hình 1.31. Mạch lỗi khi hai cuộn hút khác điện cảm mắc song song

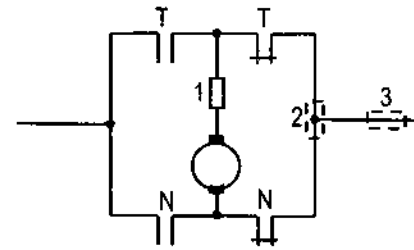
Hình 1.32 là mạch điều khiển hãm động năng để đảo chiều động cơ. Trong thời gian hãm động năng tiếp điểm thường kín H hở ra, khi xoay khóa chuyển mạch KC ví dụ về phía 1 tạo nên một mạch giả như đường mũi tên nét liền trên hình 1.32, theo mạch này có thể làm cho rơle RN bị hút. Nếu như tiếp điểm KC chuyển từ vị trí thuận về 0 có dòng điện xả năng lượng cuộn dây K, T (mũi tên nét đứt trên hình vẽ) hiện tượng tương tự như hình 1.31.



Hình 1.32. Mạch giải phóng điện cuộn dây công tắc tơ qua cuộn dây rơle

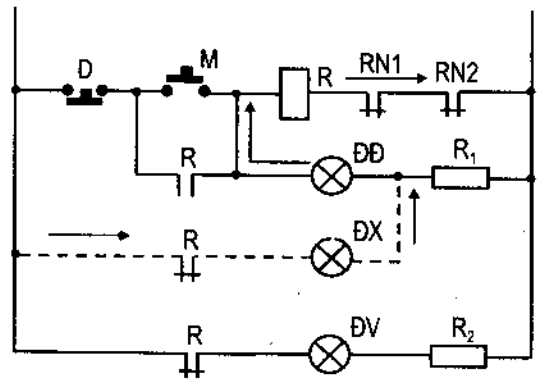
Mạch giả do cơ cấu tiếp điểm. Khi đảo chiều động cơ điện một chiều (hình 1.33), có thể xảy ra hiện tượng ngắn mạch qua ngọn lửa hồ quang của các tiếp điểm thường hở và thường kín T, N. Nếu dùng một điện trở mắc tại vị trí số 1 cho cả khởi động và hãm động năng là sai, vì lúc đó dòng điện ngắn mạch chạy qua hồ quang gây ngắn mạch nguồn.

Muốn sửa lỗi này có thể thay điện trở ở vị trí 1 bằng điện trở ở vị trí số 2 cho chế độ hãm, và ở vị trí số 3 cho chế độ khởi động hay đảo chiều động cơ.



Hình 1.33. Mạch lỗi khi đảo chiều động cơ điện một chiều

Mạch lỗi qua đèn hiệu. Khi đóng tiếp điểm R để cấp điện cho đèn ĐX qua điện trở R1 (hình 1.34) tạo thành một mạch giả (như mạch theo chiều mũi tên), nếu cuộn dây nhỏ mà đèn lại có công suất lớn, điện áp trên cuộn dây rơle R đủ lớn nó có thể bị hút, nếu cuộn dây lớn có thể làm cháy ĐĐ khi cắt điện cuộn dây R.



Hình 1.34. Mạch giả khi ĐX1 mắc nối tiếp với R_1

Chương 2. Các phần tử trong hệ thống tự động điều khiển thiết bị điện

Những phần tử cơ bản của hệ thống tự động điều khiển thiết bị điện rất đa dạng. Những phần tử đó thường là những thiết bị sau: máy điện quay, biến áp, khí cụ điện, các bộ biến đổi tĩnh, các cảm biến, máy phát tốc, các mạch điều khiển điện tử... Lựa chọn các loại thiết bị này căn cứ vào những tài liệu chuyên sâu.

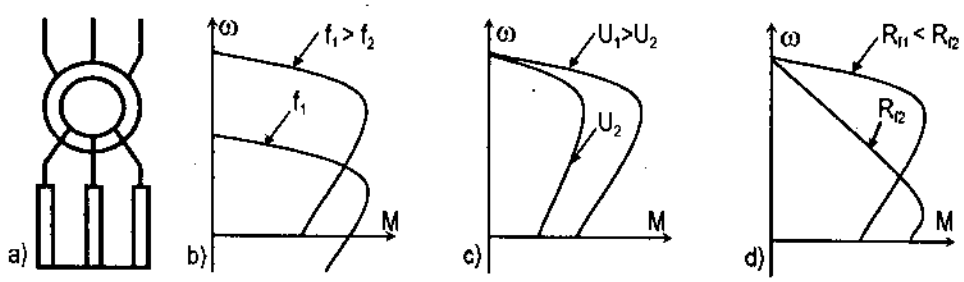
Trong chương này, giới thiệu mô tả vật lý và toán học hoạt động ở chế độ tĩnh và động của các phần tử cơ bản nhất của hệ thống tự động điều khiển thiết bị điện. Việc mô tả này, cần thiết cho thuyết minh lý thuyết của các hệ thống tự động điều khiển cáo thiết bị điện điển hình. Ở đây dành sự chú ý tới các phương trình vi phân mô tả toán học các hiện tượng vật lý, các hàm truyền của các phần tử cơ bản. Những thông tin cần thiết về những phần tử còn lại trong cuốn sách này sẽ nhắc tới, mà chưa được giới thiệu ở chương này, sẽ được giới thiệu thêm ở những bài mà những phần tử đó được sử dụng đến.

Ổn định các hệ thống tự động điều khiển cần các khâu hiệu chỉnh. Trong chương này, giới thiệu một số khâu hiệu chỉnh điển hình dùng khuếch đại thuật toán.

Những cảm biến là các phần tử không thể thiếu được trong các mạch tự động điều khiển tbiết bị điện, nó dùng để biến đổi các tín hiệu vật lý (như tốc độ, nhiệt độ, điện áp, dòng điện...) thành các tín hiệu điều khiển phù hợp với thông số mạch điều khiển. Trong nội dung của giáo trình này, giới thiệu một số cảm biến thông dụng trong các mạch tự động điều khiển thiết bị điện, nhằm mục đích cung cấp cho người đọc những thông tin cần thiết, như nguyên lý hoạt động và cách sử dụng chúng, những ứng dụng đó được minh hoạ trong các chương sau. Người đọc có nhu cầu tìm hiểu kỹ hơn xin tham khảo trong tài liệu chuyên sâu [6].

2.1. ĐỘNG CƠ ĐIỆN KHÔNG ĐỒNG BỘ

2.1.1. Phương trình cơ sở



Hình 2.1. Động cơ không đồng bộ ba pha

a) Sơ đồ; b) Đặc tính khi điều chỉnh tần số; c) Đặc tính khi điều chỉnh điện áp; d) Đặc tính khi điều chỉnh điện trở roto.

Động cơ điện không đồng bộ ba pha thường được điều khiển bằng ba phương pháp sau: điều khiển bằng tần số nguồn cấp (đặc tính hình 2.1b), điều khiển bằng điện áp (đặc tính hình 2.1c), điều khiển bằng điện trở roto (đặc tính hình 2.1d).

Như đã biết [3, 5], phương trình đặc tính cơ động cơ không đồng bộ được viết:

$$M = \frac{3U_{fa}^2.R_2'}{\omega_0.s.\left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_{nm}'^2\right]} \tag{2.1}$$

hoặc được viết cách khác:

$$M = \frac{2M_{th}\left(1 + a.s_{th}\right)}{\frac{s}{s_{th}} + \frac{s_{th}}{s} + a.s_{th}} \tag{2.2}$$

hoặc dưới dạng gần đúng:

$$M = \frac{2M_{th}}{\frac{s}{s_{th}} + \frac{s_{th}}{s}} \tag{2.3}$$

Trong đó:

U_{fa} – điện áp pha cấp vào động cơ;

$\omega_0 = 2\pi f/p$ – tốc độ không tải lý tưởng;

f – tần số nguồn cấp;

p – số đôi cực của động cơ.

$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ – hệ số trượt;

$$s_{th} = \pm\frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_{nm}^2}} \text{ – hệ số trượt tới hạn;} \tag{2.4}$$

$$M_{th} = \frac{3}{2\omega_0}\frac{U_{fa}^2}{R_1 \pm \sqrt{R_1'^2 + X_{nm}^2}} \tag{2.5}$$

R_1, R'_2, $X_{nm} = X_1 + X'_2$ – các thông số điện trở, điện cảm stato và roto quy đổi về stato động cơ.

Biểu diễn (2.3) dưới dạng s, ω, s_{th}, M_{th}, U_{fa} ta có:

$$M \approx \frac{2K_{M1}s_{th}\omega_0 U_{fa}'\left(\omega_0 - \omega\right)}{\left(\omega_0 - \omega\right)^2 + s_{th}^2\omega_0^2} \tag{2.6}$$

Quá trình động của động cơ được xác định từ phương trình chuyển động của truyền động điện (TĐĐ) :

$$M - MC = J\frac{d\omega}{dt} \tag{2.7}$$

Thay M từ (2.6) vào phương trình chuyển động của TĐĐ ta có

$$J\frac{d\omega}{dt} - \frac{2K_{M1}s_{th}\omega_0(\omega_0 - \omega)}{(\omega_0 - \omega)^2 + s_{th}^2\omega_0^2}U_{fs}^2 + M_C = 0 \tag{2.8}$$

Hiện hay chưa tìm thấy lời giải chính xác phương trình phi tuyến này, vì vậy chỉ có thể giải gần đúng. Tùy theo phương pháp điều khiển với các giả thiết, có nhiều cách giải khác nhau [15, 16].

2.1.2. Phương trình vi phân khi điều khiển tần số

Ở chế độ xác lập, gần đúng có thể coi điện áp nguồn cấp bằng sức điện động (sđđ) của động cơ:

$$U_f = E = K_e\phi\omega = K_e\phi\frac{2\pi f}{p} \tag{2.9}$$

Biểu thức (2.4) cho thấy rằng tần số tăng, hệ số trượt tới hạn giảm và ngược lại. Cùng với (2.9) có thể kết luận gần đúng là thay đổi điện áp và tần số với cùng tỷ lệ thì từ thông được giữ gần như không đổi.

Phương trình vi phân mô tả quá độ của máy điện như đã viết (2.8). Nếu ở biểu thức này coi $(\omega_0 - \omega)^2 << s_{th}^2\omega_0^2$ và $M_C = 0$ thì phương trình chuyển động của TĐĐ có thể được viết:

$$T_1(f_1)\frac{d\omega}{dt} + \omega = K_1(f_1).f_1 \tag{2.10}$$

Các hệ số trong (2.10) được tính:

$$T_1(f_1) = \frac{JR_2'}{3}\left(\frac{R_1}{\pm\sqrt{R_1^2 + 4.10^{-4}X_{nm}^2 f_1'}} + 1\right), [s] \tag{2.11}$$

$$K_1(f_1) = 2\pi/p \tag{2.12}$$

Từ phương trình vi phân (2.10) có thể viết hàm truyền động cơ không đồng bộ khi điều chỉnh bằng tần số:

$$W(p) = \frac{K_1(f_1)}{T_1(f_1)p + 1} \tag{2.13}$$

Hàm truyền (2.13) với các kệ số $T_1(f_1)$, $K_1(f_1)$ không đổi có thể chấp nhận được, nếu như cho trước một tần số nhất định nào đó, mà theo đó có thể tính được $T_1(f_1)$, $K_1(f_1)$ theo

(2.11), (2.12). Nó cũng có thể chấp nhận được, ngay cả trong trường hợp tần số f_1 thay đổi theo một quy luật nào đó, nhưng khi giải bài toán có thể cho phép giải gần đúng được. Khi đó, mỗi một giá trị tần số tương ứng với một giá trị $T_1(f_1)$, $K_1(f_1)$ mới.

2.1.3. Phương trình khi điều khiển điện áp

Ở vùng đặc tính làm việc, nếu gần đúng coi $(s/s_{th}) \approx 0$, đường đặc tính gần với đường thẳng, phương trình động cơ có thể được viết:

$$M \approx \frac{2M_{th}}{s_{th}} = \frac{2M_{th}}{s_{th}\omega_0}(\omega_0 - \omega) = \frac{2K_{M1}}{s_{th}\omega_0}(\omega_0 - \omega)U_{fa}^2 \tag{2.14}$$

Thay (2.14) vào (2.7) ta có:

$$T_2(U_{fa})\frac{d\omega}{dt} + \omega = K_2(U_{fa}).U_{fa} \tag{2.15}$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{s_{th}\omega_0 J}{2K_{M1}U_{fa}^2} \quad [s] \\ K_2(U_{fa}) &= \frac{\omega_0}{U_{fa}} - \frac{s_{th}\omega_0 M_C}{2K_{M1}U_{fa}^3} \end{aligned} \tag{2.16}$$

Trường hợp thường gặp, động cơ KĐB có thể được xem như một khâu quán tính với hằng số thời gian T_2 và K_2 khi U_{fa} thay đổi trong phạm vi hẹp.

Hàm truyền bây giờ là:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_{fa}(p)} = \frac{K_2(U_{fa})}{T_2(U_{fa})p + 1} \tag{2.17}$$

Tương tự như trường hợp trên (2.13), hàm truyền này được coi là hợp lý khi cho trước điện áp pha, tính các trị số $T_2(U_{fa})$, $K_2(U_{fa})$.

Ở chế độ khởi động và hãm động cơ KĐB có thể coi $(s_{th}/s) \approx 0$ phương trình (2.6) có thể được viết:

$$M \approx \frac{2K_{M1}s_{th}U_{fa}^2}{(\omega_0 - \omega)} \tag{2.18}$$

Phương trình chuyển động bây giờ có thể viết lại:

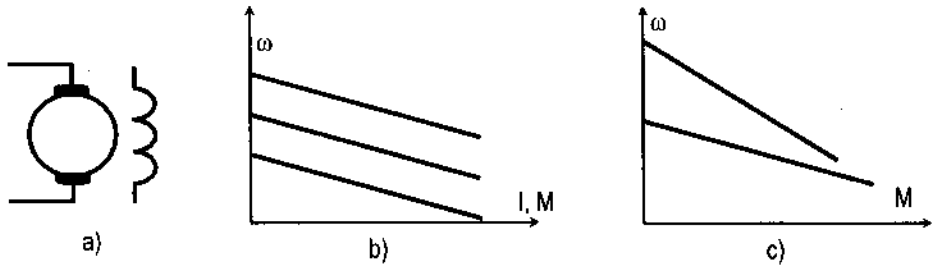
$$\frac{J}{M_C}(\omega_0 - \omega)\frac{d\omega}{dt} - \omega = \frac{2K_M s_{th}U_{fa}^2}{M_C} - \omega_0 \tag{2.19}$$

Phương trình này cho phép tính quá trình quá độ với các phương pháp điều khiển ở trên.

2.2. ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

2.2.1. Động cơ điện một chiều điều khiển bằng điện áp phần ứng

Động cơ điện một chiều trong các hệ thống điều khiển tự động thường gặp là động cơ điện một chiều kích từ độc lập, sơ đồ động lực và đặc tính cơ được vẽ trên hình 2.2.



Hình 2.2. Động cơ điện một chiều
a) Sơ đồ ký hiệu; b) Đặc tính khi điều chỉnh điện áp phần ứng; c) Đặc tính khi điều chỉnh từ thông

Đặc tính quá độ của động cơ được mô tả toán học bằng các phương trình sau:

$$U_U = L\frac{di}{dt} + Ri + E \tag{2.20}$$

$$M - M_C = J\frac{d\omega}{dt} \tag{2.21}$$

Trong đó:

L, R – điện cảm và điện trở phần ứng động cơ;

$E = C_e\omega$ – sức điện động (sđđ) ngược của động cơ;

$M = C_M i$ – mômen quay của động cơ.

Biến đổi (2.20) và (2.21) ta có:

$$T_{dt}T_C + T_C\frac{d\omega}{dt} + \omega = K_{dc}U_V - \frac{L}{C_eC_M}\frac{dM_C}{dt} - \frac{R}{C_eC_M}M_C \tag{2.22}$$

$T_{dt} = L/R$ – hằng số thời gian điện từ của mạch phần ứng;

$T_C = J\dfrac{R}{C_eC_M} = J\dfrac{\omega_0}{M_{nm}}$ – hằng số thời gian cơ học của động cơ;

$K_{dc} = 1/C_e$ – hệ số của động cơ.

Vế phải của phương trình (2.22) gồm cả tín hiệu điều khiển $U_V(t)$, và tín hiệu tác động $M_C(t)$. Nếu coi tín hiệu tác động $M_C = 0$, $\dfrac{dM_C}{dt} = 0$ ta có hàm truyền:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_V(p)} = \frac{K_{dc}}{T_{dt}T_Cp^2 + T_Cp + 1} \tag{2.23}$$

Từ (2.22) và (2.23) có thể thấy rằng động cơ điện một chiều kích từ độc lập là một khâu dao động. Tuy nhiên, nếu $4T_{dt} < T_C$ nó có thể được coi như hai khâu quán tính bậc một mắc nối tiếp nhau với hàm truyền được viết:

$$W(p) = \frac{K_{dc}}{(T_1p+1).(T_2p+1)} \tag{2.24}$$

Trong đó: $T_1.T_2 = T_{dt}.T_C$ và $T_1 + T_2 = T_C$.

Nếu quán tính điện từ mạch phần ứng động cơ không đáng kể so với quán tính cơ của động cơ, có thể bỏ qua ảnh hưởng này, động cơ điện một chiều kích từ độc lập có thể coi là khâu quán tính, với hàm truyền:

$$W(p) = \frac{K_{dc}}{(T_Cp+1)} \tag{2.25}$$

Đôi khi quá trình quá độ xảy ra khi mômen thay đổi. Trong trường hợp đó hàm truyền động cơ được viết từ (2.22) khi coi $U_V = 0$

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M_C(p)} = \frac{-K_{dc}\frac{R}{C_M}(T_{dt}p+1)}{T_{dt}T_Cp^2 + T_Cp + 1} \tag{2.26}$$

Hàm truyền (2.26) có mẫu số như (2.23), nói cách khác phương trình đặc tính của hai hàm truyền (2.23), (2.26) như nhau. Do đó, điều kiện ổn định của hai hàm này như nhau. Tuy nhiên, ở hàm (2.23) chỉ có khâu dao động thì ở hàm (2.26) còn có thêm khâu vi phân với hàm $\frac{R}{C_M}(T_{dt}p+1)$ mắc nối tiếp với khâu dao động.

Những phân tích trên đúng cho trường hợp chưa xét phản ứng phần ứng động cơ, điều này không phù hợp cho động cơ công suất nhỏ khởi động bằng cách đóng trực tiếp vào nguồn. Những động cơ loại này được chế tạo không cực phụ, phản ứng phần ứng của chúng có thể làm phi tuyến đường đặc tính cơ.

2.2.2. Động cơ điện một chiều điều khiển từ thông

Chẳng hạn, tại thời điểm t = 0 điện áp kích từ động cơ giảm một lượng $-\Delta u_{kt}$, do việc giảm điện áp kích từ này mà từ thông giảm và tốc độ động cơ tăng. Các phương trình cho mạch kích từ, mạch phần ứng và phương trình chuyển động có thể được viết:

$$U_{KTXL} - \Delta u_{kt} = (I_{KTXL} - \Delta i_{kt})R_{KT} + L_{KT}\frac{d(I_{KT} - \Delta i_{KT})}{dt} \tag{2.27}$$

$$U_U = K^1_e(\omega_{XL} + \Delta\omega)(I_{KTXL} - \Delta i_{kt})R_{KT} + (I_{UXL} + \Delta i_U)R_U + L_U\frac{d(I_{UXL} + \Delta i_U)}{dt} \tag{2.28}$$

$$J\frac{d(\omega_{XL} + \Delta\omega)}{dt} = K^1_M(I_{KTXL} - \Delta i_{kt})(I_{UXL} + \Delta i_U) - M_C \tag{2.29}$$

U_U – điện áp không đổi đưa tới phần ứng động cơ;

U_{KTXL}, I_{KTXL} – điện áp và dòng điện kích từ xác lập;

Δu_{kt}, Δu_U – gia số dòng điện kích từ và phần ứng của động cơ;

$\Delta\omega$ – gia số tốc độ;

R_{KT} , R_U, L_{KT}, L_U – điện trở và điện cảm mạch kích từ và mạch phần ứng động cơ;

K^1_M, K^1_e – các hệ số tỷ lệ.

Biến đổi các phương trình (2.27) ÷ (2.29) ta có:

$$T_{KT}\frac{d(\Delta i_{KT})}{dt} + \Delta i_{KT} = \frac{\Delta u_{KT}}{R_{KT}} \tag{2.30}$$

$$T_U\frac{d(\Delta i_U)}{dt} + \Delta i_U = \frac{K'_e}{R_U}(\omega_{XL}.\Delta i_{KT} - I_{KTXL}.\Delta\omega + \Delta i_{KT}.\Delta\omega) \tag{2.31}$$

$$\frac{d(\Delta\omega)}{dt} = \frac{R_U}{K'_e.I_{KTXL}.I_{UXL}}(I_{KTXL}.\Delta i_U - I_U.\Delta i_{KT} + \Delta i_{KT}.\Delta i_U) \tag{2.32}$$

Trong đó: $T'_C = \dfrac{J.R_U}{K'_C K'_e.I_{KTXL}.I_{UXL}}$ – hằng số thời gian cơ của động cơ.

2.3. ĐỘNG CƠ BƯỚC

2.3.1. Cấu trúc động cơ bước

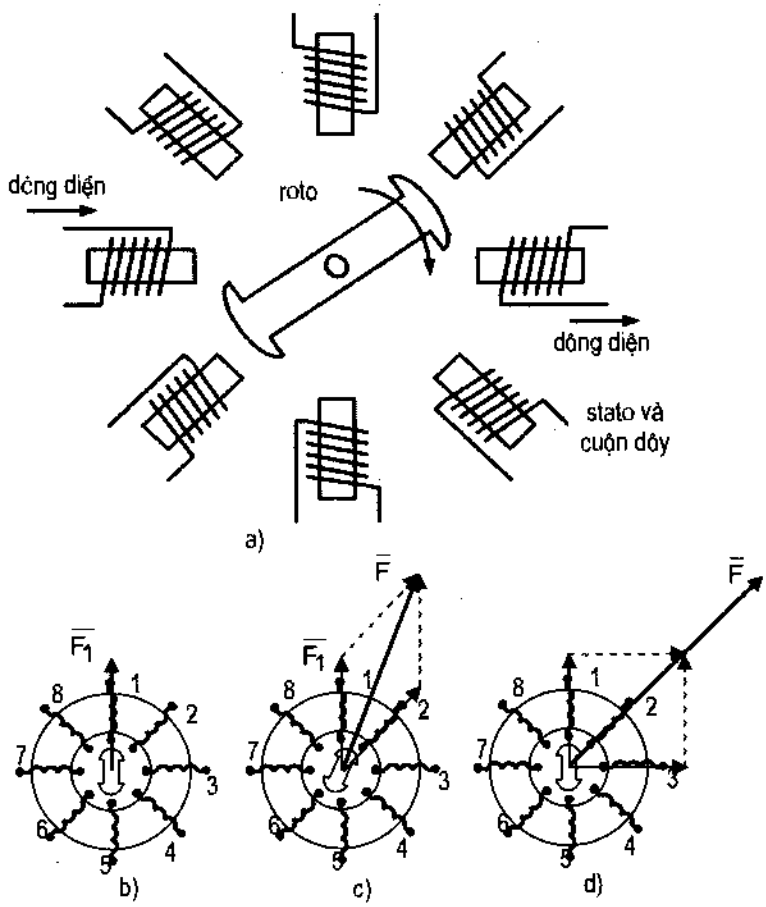
a) Nguyên lý cấu tạo

Nguyên lý cấu tạo, hoạt động, cấu trúc của động cơ bước có một số điểm khác với những động cơ kinh điển một chiều và xoay chiều.

Động cơ bước có nhiệm vụ dịch chuyển tải đi một góc, khi đưa tới cuộn dây của chúng một xung điện. Động cơ bước có nhiều dạng khác nhau. Dạng phổ biến nhất là loại động cơ có roto là nam châm vĩnh cửu (như hình 2.3a).

Hiện nay chuyển mạch điện tử có thể cung cấp điện áp điều khiển cho các cuộn dây stato, theo từng cuộn dây riêng biệt hay tổ hợp các cuộn dây. Mỗi cuộn dây được cấp điện sinh một sức từ động (stđ) F, chiều của stđ F này phụ thuộc chiều điện áp đặt vào. Vị trí không gian của roto tuỳ thuộc chiều sức từ động tổng.

Ví dụ, khi chỉ cấp điện cho một cuộn dây 1 sức từ động F_1 giữ roto theo chiều thẳng đứng như hình 2.3b. Khi cấp điện đồng thời cho hai cuộn dây 1, 2 (hai cuộn dây đặt lệch nhau một góc 45^0 trong không gian) sức từ động tổng F dịch đi một góc $22,5^0$, sức từ động này kéo roto dịch đi một góc $22,5^0$ so với trường hợp chỉ có một cuộn dây 1 được cấp điện.



Hình 2.3. Động cơ bước
a) cấu tạo, b) Ví dụ về vị trí động cơ bước có góc dịch bước 0^0;
c) góc dịch bước $22,5^0$; d) góc dịch bước 45^0.

Việc cấp đồng thời điện áp cho nhiều cuộn dây, ngoài việc cho những bước roto nhỏ hơn còn cho sức từ động lớn hơn sức từ động của từng cuộn dây (như trên hình 2.3c, d chứng minh điều đó).

b) Cấu tạo động cơ bước

Để tăng số bước của động cơ, cần phải tăng số lượng cuộn dây pha m và tăng số cặp cực.

Việc tăng số cuộn dây trên stato gặp nhiều khó khăn, làm cho kích thước động cơ tăng. Ngoài ra, tăng số pha mạch điều khiển cũng trở nên phức tạp. Do đó, người ta thường chế tạo động cơ có số lượng pha đủ nhỏ (2, 4, 5 pha, trong đó thông dụng là 2 pha và 4 pha).

Việc tăng số bước của động cơ được giải quyết bằng tăng số lượng cặp cực roto. Roto động cơ bước được chế tạo thành nhiều cặp cực, bằng vật liệu từ đặc biệt có độ từ hóa cao và chịu được mômen tải lớn.

Người ta thường chế tạo động cơ bước có các góc bước trong khoảng $0,45^0 - 15^0$, tùy theo mục đích sử dụng. Thông dụng nhất trên thị trường hiện nay là loại động cơ có góc bước $1,8^0$ (20^0 góc bước một vòng quay 360^0).

c) Một số loại động cơ bước

– Động cơ bước nam châm vĩnh cửu.

Có cấu tạo stato dạng hình móng được từ hóa N, S xen kẽ nhau; roto là nam châm vĩnh cửu. Hình 2.4b vẽ sơ đồ cấu tạo động cơ bước loại này với m = 4 và 2p = 2.

– Động cơ có từ trở thay đổi.

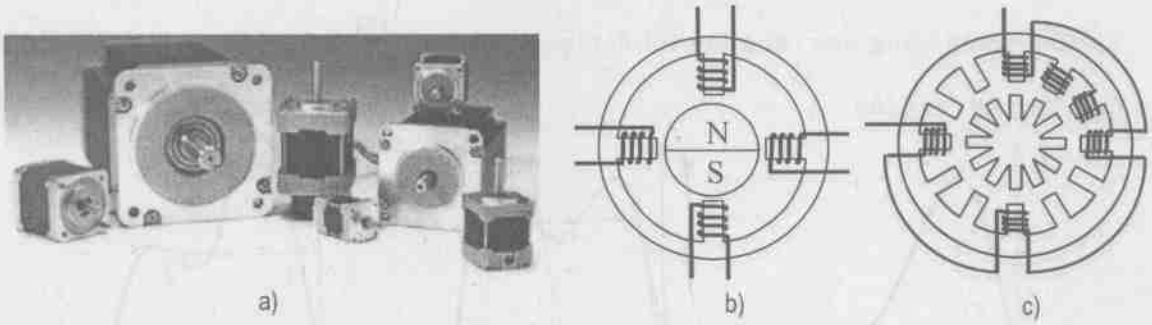
Loại động cơ này có răng ở cả stato và roto. Roto được làm bằng vật liệu dẫn từ có từ trở thay đổi theo góc quay. Mỗi răng của stato và roto là một cực. Mỗi pha stato được quấn thành hai cuộn dây nối tiếp và đối xứng nhau qua tâm như trên hình 2.4c.

Góc bước của động cơ được tính theo công thức:

$$\alpha = \frac{360^0}{N_R N_S}$$

Trong đó: N_R – số răng roto, N_S – số pha stato.

Góc bước của các loại động cơ này trong khoảng $1,8^0 \div 30^0$.



Hình 2.4. Động cơ bước
a) Hình dáng; b) Cấu tạo có roto nam châm vĩnh cửu; c) Cấu tạo có từ trở thay đổi.

2.3.2. Mômen đồng bộ của động cơ bước

Sau quá trình quá độ, dòng điện trong các cuộn dây stato không đổi:

$$I = \frac{U}{R_s} \tag{2.33}$$

Từ thông do dòng điện này sinh ra tác động vào cặp cực của stato:

$$\phi = B.S.\cos\alpha = B.S.\sin\theta \tag{2.34}$$

B – cường độ từ trường do dòng điện I sinh ra trong cuộn dây có điện cảm L;

S – tiết diện cặp cực;

α – góc giữa trục của cực với trục cuộn dây pha;

θ – góc giữa trục của cực và đường vuông góc với trục của cuộn dây pha.

Do góc quay θ thay đổi, nên từ dẫn theo đường đi của từ thông thay đổi, làm cho từ thông thay đổi trong một giới hạn rộng. Mômen đồng bộ tĩnh của động cơ bước khi stato và roto có răng và được kích thích, có thể viết dưới dạng [14]:

$$M(\theta) = M_S + M_R + M_{SR} = C_M.I_S.\frac{dL_S}{d\theta} + C_M.I_R.\frac{dL_R}{d\theta} + 2C_M.I_{SR}.\frac{dL_{SR}}{d\theta} \tag{2.35}$$

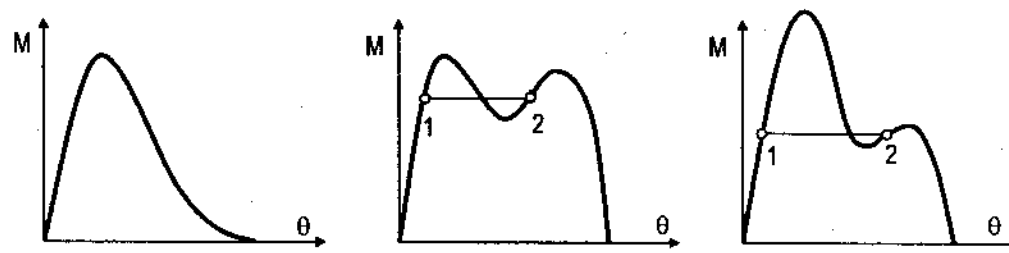
Trong đó: I_S, I_R, $L_S(\theta)$, $L_R(\theta)$, $L_{SR}(\theta)$ – các trị số xác lập tương ứng của dòng điện, điện cảm và hỗ cảm của stato (S), roto (R); C_M là hệ số, phụ thuộc vào cấu tạo của động cơ.

Các thành phần M_S, M_R, M_{SR} được hình thành do sự thay đổi từ dẫn trên đường đi của từ thông stato, roto và hỗ cảm stato với roto được kích thích bởi dòng điện I_S, I_R.

Hiện nay phần lớn các động cơ bước có cấu tạo roto không cuộn kích thích. Do đó, biểu thức mômen có dạng đơn giản:

$$M(\theta) = C_M.I_S.\frac{dL_S}{d\theta} \tag{2.36}$$

Một số dạng đặc tính mômen theo góc được vẽ trên hình 2.5. Chất lượng của động cơ bước được đánh giá bởi độ dốc của đường cong mômen (hình 2.5). Độ dốc của đường cong mômen trong vùng này càng lớn thì đạo hàm mômen $\frac{dM}{d\theta}$ càng lớn và khả năng đồng bộ của động cơ càng lớn.



Hình 2.5. Đặc tính động cơ bước

Giả sử tại một vị trí nào đó, roto mang một mômen tải M_C, để giữ được roto ở vị trí này phải cấp cho cuộn dây stato một dòng điện tương ứng với một M_{max} ứng với $\alpha = 0$. Điều kiện để giữ được roto không lệch khỏi vị trí là $M_C < M_{max}$. Muốn quay roto đi một góc α rời khỏi vị trí đang giữ, phải cấp dòng điện cho cuộn dây stato ở vị trí mới, đồng thời ngắt dòng điện của cuộn dây stato ở vị trí cũ. Điều kiện để quay roto được một góc α là: $M_C < M_{max}\cos\alpha$.

Sự dịch chuyển bước của roto chỉ thực hiện được trong điều kiện nhất định, sao cho sự dịch chuyển của lực điện từ đi một góc α không làm cho động cơ rơi vào vùng mất ổn định (điểm 2) của đặc tính (hình 2.5).

Nếu như góc α quá lớn thì roto rơi vào vùng mất ổn định, không bám theo được từ trường và động cơ mất bước. Trong trường hợp tổng quát, để động cơ không bị mất bước cần đảm bảo điều kiện:

$$M_C < M_{max}.\cos(2\pi/K)$$

với $K = m.n_1.n_2.p$.

p – số đôi cực của roto;

m – số cuộn dây trên stato

n_1, n_2 – các hệ số: $n_1 = 1$ điều khiển đối xứng;

$n_1 = 2$ điều khiển không đối xứng;

$n_2 = 1$ điều khiển bằng xung một cực;

$n_2 = 2$ điều khiển bằng xung hai cực.

2.3.3. Quá độ của động cơ bước

Quá trình quá độ xảy ra trong động cơ bước có thể được viết dưới dạng [14]:

$$u_1(t) = i_1 R + \frac{d\psi_1}{dt} \tag{2.37}$$

$$u_2(t) = i_2 R + \frac{d\psi_2}{dt} \tag{2.38}$$

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + M(\theta, i_1, i_2) + M_C = 0 \tag{2.39}$$

u_1, u_2 – điện áp nguồn cấp;

R – điện trở một cuộn dây;

ψ_1, ψ_2 – từ thông tổng của mỗi cuộn dây;

$M(\theta, i_1, i_2)$ – trị số tức thời mômen đồng bộ của động cơ;

M_C – mômen tải;

J – mômen quán tính roto động cơ.

Khi bỏ qua điện cảm và hỗ cảm của cuộn dây điều khiển, các phương trình (2.37) ÷ (2.39) có thể được viết dưới dạng:

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + b\frac{d\theta}{dt} + M_C = M\left[\gamma(t) - \theta\right] \tag{2.40}$$

$\theta = p\theta_M$;

θ, θ_M – góc quay của trục động cơ (góc điện và góc cơ);

p – số đôi cực;

b – hệ số tắt dần;

$\gamma(t)$ – hàm nấc biểu thị góc quay của roto, được đặt bởi từ trường.

Nếu thay đường cong mômen đồng bộ thực bằng đường cong tương đương hình sin (hay hài bậc nhất), thì (2.40) có thể được viết:

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + b\frac{d\theta}{dt} + M_C = M_{max}\sin\left[\gamma(t) - \theta\right] \tag{2.41}$$

Trong đó: Mmax – mômen đồng bộ cực đại.

Phương trình (2.41) là phương trình phi tuyến. Nó giống như một con lắc cơ, ở đó điểm treo con lắc dịch chuyển trên mặt phẳng đứng, quả lắc theo phương nằm ngang. Phương trình có thể được giải bằng phương pháp gần đúng, ví dụ có thể giải khá hiệu quả bằng phương pháp mặt phẳng pha.

Ngoài động cơ bước đã nêu trên còn có một số loại động cơ bước khác được nhiều hãng trên thế giới chế tạo.

2.4. KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN (KĐTT)

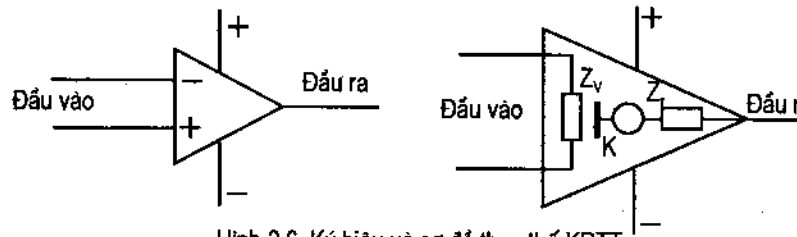
2.4.1. Giới thiệu về KĐTT

Khuếch đại thuật toán là phần tử cơ bản để xây dựng mạch điều khiển tương tự. Tên gọi khuếch đại thuật toán có nghĩa là nhờ mạch khuếch đại này mà ta có thể tạo được các thuật toán điều khiển khác nhau.

Sơ đồ nguyên lý và sơ đồ thay thế của KĐTT vẽ trên hình 2.6. KĐTT có hai đầu vào một đầu ra:

– Đầu vào đảo (–) – tín hiệu ra trái dấu với tín hiệu vào.

– Đầu vào không đảo (+) – tín hiệu ra đồng dấu với tín hiệu vào.



Hình 2.6. Ký hiệu và sơ đồ thay thế KĐTT

2.4.2. Các thông số cơ bản của KĐTT

Điện áp nguồn cấp (5 ÷ 18)V (trị số này chỉ cho gần đúng cho đa số các loại KĐTT, chi tiết phải tra bảng thông số KĐTT [22])

– Dòng điện ra IR ≈ 3mA.

– Công suất tiêu thụ $\Delta P \approx 60mW$.

– Vùng nhiệt độ làm việc $-55^0C \div 125^0C$.

– Tần số làm việc cực đại khoảng hàng kHz.

– Hệ số khuếch đại $K = 10^5 \div 10^7$

– Điện trở đầu vào $Z_V \approx 1M\Omega$.

– Điện trở đầu ra $Z_R \approx 100\Omega$.

– Độ mất đối xứng điện áp vào (OFFSET) 1mV.

– Độ mất đối xứng dòng điện vào (OFFSET) $10^{-8}A$.

– Dòng điện tĩnh đầu vào (Bias current) $10^{-7}A$.

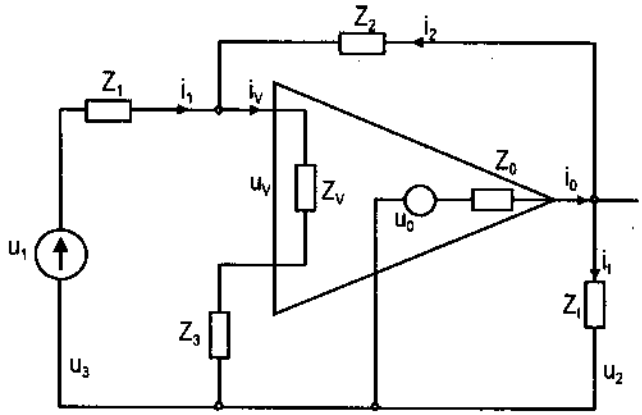
– Độ trôi điện áp và dòng điện theo nhiệt độ $10^{-8}V/^oK$, $10^{-10}A/^oK$.

2.4.3. Hàm truyền của KĐTT

a) Khuếch đại đảo dấu

Mạch khuếch đại đảo có tín hiệu vào đưa tới cổng đảo, sơ đồ khuếch đại đảo được vẽ trên hình 2.7.

Từ sơ đồ thay thế hình 2.7 có các phương trình cơ bản như sau:



Hình 2.7. Mạch khuếch đại đảo

$$\left.\begin{aligned} &i_1 + i_2 - i_V = 0 \\ &i_1 = (u_1 - u_V - u_3)/Z_1 \\ &i_2 = (u_2 - u_V - u_3)/Z_2 \\ &i_V = u_V / i_V \end{aligned}\right\} \quad (2.42)$$

Đối với đầu ra, ta có:

$$\left.\begin{aligned} &u_o = -A\, u_V \\ &i_0 = i_2 + i_t \\ &i_t = u_2 / Z_t \\ &i_0 = (u_0 - u_2)/ Z_0 \end{aligned}\right\} \quad (2.43)$$

Giải hai phương trình (2.42), (2.43) ta có:

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{1}{Z_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + \frac{B}{K}\left[\frac{1}{Z_2}\left(1+\frac{Z_3}{Z_V}\right) + \frac{1}{Z_1}\left(1+\frac{Z_3}{Z_V}\right) + \frac{1}{Z_V}\right]} \quad (2.44)$$

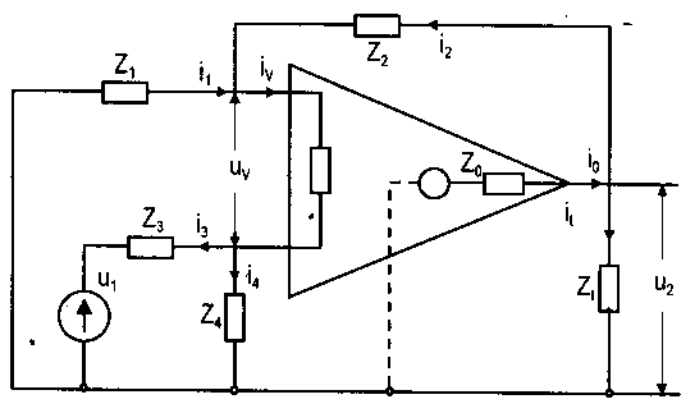
$$B = \frac{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_t} + \frac{1}{Z_0}}{\frac{1}{Z_0} - \frac{1}{A.Z_2}(1 + \frac{Z_3}{Z_V})}$$

Giả thiết gần đúng $Z_0 = 0$, $Z_0 << Z_t$, $Z_0 << Z_2$ và $A \to \infty$ ta có:

$$K_{KĐ} = u_2/u_1 = -Z_2/Z_1 \quad (2.45)$$

b) Khuếch đại không đảo

Mạch khuếch đại không đảo có tín hiệu vào đưa tới cổng không đảo (+), sơ đồ được vẽ trên hình 2.8.



Hình 2.8. Mạch khuếch đại không đảo

Bằng cách giải tương tự như trên ta có:

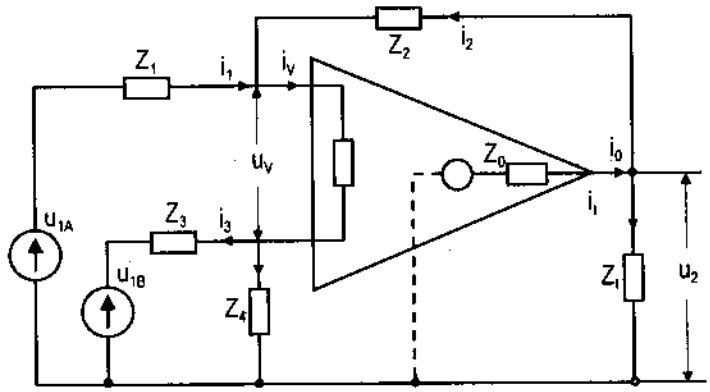
$$K_{KĐ} = u_2/u_1 = (Z_4/(Z_3 + Z_4)].[(Z_1 + Z_2)/Z_1] \quad (2.46)$$

c) Khuếch đại vi sai

Sơ đồ mạch khuếch đại vi sai vẽ trên hình 2.9.

Tín hiệu ra được viết:

$$u_2 = -\frac{Z_2}{Z_1}.u_{1A} + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}.\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4}.u_{1B} \quad (2.47)$$

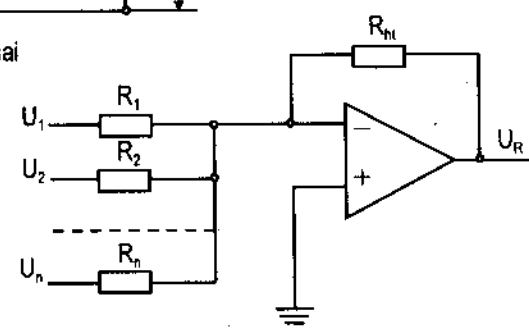


Hình 2.9. Mạch khuếch đại vi sai

2.4.4. Các mạch cơ bản của KĐTT

a) Bộ cộng đảo

Trên hình 2.10 giới thiệu sơ đồ nguyên lý bộ cộng đảo tín hiệu



Hình 2.10. Sơ đồ nguyên lý mạch cộng tín hiệu

Điện áp ra của bộ cộng này được tính:

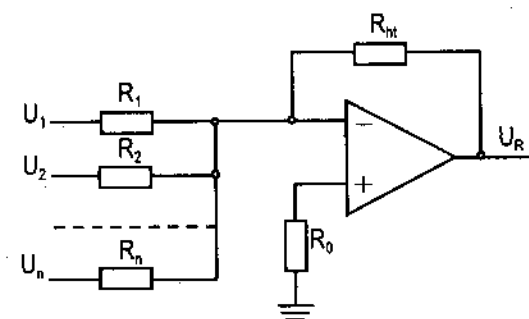
$$u_R = -R_{ht}\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n}\right) \quad (2.48)$$

Nếu chọn $R_1 = R_2 =.... R_n = R_{ht}$, ta có điện áp ra là tổng các điện áp vào:

$U_R = -(U_1 + U_2 + ...U_n)$

b) Mạch cộng không đảo

Sơ đồ mạch cộng không đảo cho trên hình 2.11. Điện áp đầu ra của bộ cộng này được tính:



Hình 2.11. Sơ đồ nguyên lý mạch cộng không đảo

$$U_R = \frac{R_0 + R_{ht}}{R_0}.\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + ... + \frac{1}{R_n}}.\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n}\right) \quad (2.49)$$

Nếu chọn $R_1 = R_2 = ...= R_n = R$ thì:

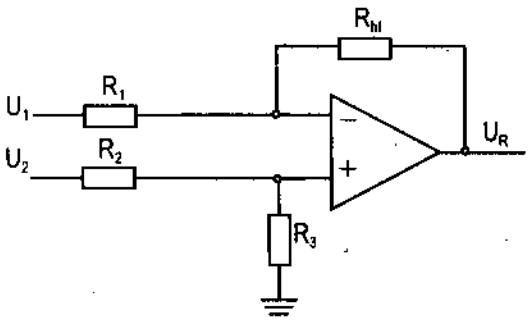
$$U_R = \frac{R_0 + R_{ht}}{n.R_0}\sum_{i=1}^{n} U_i \quad (2.50)$$

c) Mạch trừ

Sơ đồ mạch trừ được vẽ trên hình 2.12 (còn gọi là khuếch đại vi sai).

Điện áp ra được tính:

$$U_R = \frac{R_3(R_1 + R_{ht})}{R_1(R_2 + R_3)}U_2 - \frac{R_{ht}}{R_1}U_1 \qquad (2.51)$$



Hình 2.12. Sơ đồ nguyên lý mạch trừ

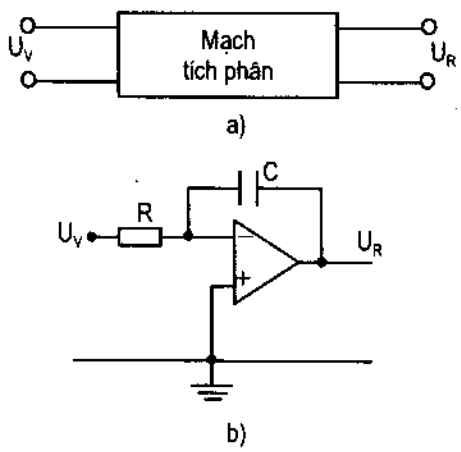
d) Mạch tích phân

Mạch tích phân là một mạng bốn cực (hình 2.13a), trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với tích phân tín hiệu vào:

$$U_R = \int_0^t U_V dt \qquad (2.52)$$

Người ta có thể dùng KĐTT để làm mạch tích phân như trên hình 2.13b. Điện áp ra trong trường hợp này được tính: $U_R = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_V dt = -\frac{1}{T}\int_0^t U_V dt$ (2.53)

Khi muốn cộng hoặc trừ các tích phân, người ta dùng mạch tích phân tổng và tích phân hiệu như phối hợp hình 2.13 với hình 2.11 hay 2.12. Các tích phân tổng và hiệu cho ta đầu ra:



Hình 2.13. Mạch tích phân
a) Sơ đồ khối; b) Mạch tích phân bằng KĐTT.

Với mạch tích phân tổng:

$$U_R = \frac{1}{C}\int_0^t \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n}\right)dt \qquad (2.54)$$

Với mạch tích phân hiệu:

$$U_R = \frac{1}{RC}\int_0^t (U_2 - U_1)dt \qquad (2.55)$$

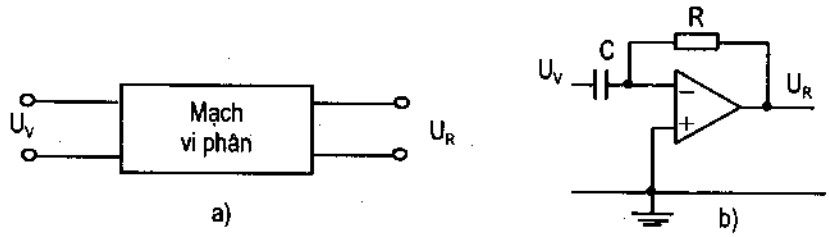
e) Mạch vi phân

Mạch vi phân là một mạng bốn cực (hình 2.14a), trong đó tín hiệu ra vi phân tín hiệu vào:

$$U_R = k\frac{dU_V}{dt}$$

Sơ đồ mạch vi phân dùng KĐTT được vẽ trên hình 2.14b. Tín hiệu ra của mạch vi phân được tính:

$$U_R = -RC\frac{dU_V}{dt} = T\frac{dU_V}{dt} \qquad (2.56)$$



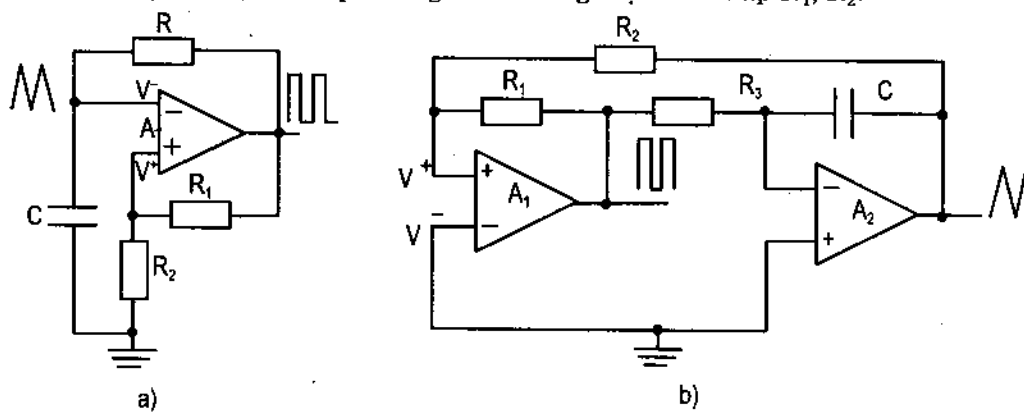
Hình 2.14. Mạch vi phân
a) Sơ đồ khối; b) Mạch vi phân bằng KĐTT.

f) Mạch tạo xung chữ nhật

Tạo điện áp dạng xung chữ nhật và sóng tam giác rất thường gặp trong các mạch điều khiển tự động. Hình 2.15 giới thiệu một số mạch dạng này.

Điện áp sóng vuông và tam giác cân có thể được tạo bởi một dao động đa hài bằng KĐTT như hình 2.15a.

Sơ đồ dao động đa hài bằng KĐTT vẽ trên hình 2.15a, A_1 có hai đường hồi tiếp. Hồi tiếp âm về V^- bằng mạch RC, hồi tiếp dương về V^+ bằng mạch chia áp R_1, R_2.



Hình 2.15. Một số mạch tạo xung chữ nhật bằng KĐTT

Hoạt động của sơ đồ hình 2.15a có thể giải thích như sau:

Giả sử điện áp ra của A_1 đang dương, nhờ hồi tiếp dương mà điện áp ra bằng U_{BH} và không đổi, lúc đó điện áp vào cổng "+" có trị số:

$$U_{V^+} = U_{BH}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{2.57}$$

Điện áp vào cổng "–" là điện áp nạp tụ. Giả sử đầu ra đang dương, điện áp V^+ dương, điện áp nạp tụ tăng dần đến khi $V^+ = V^-$, đầu ra lật trạng thái từ dương xuống âm, điện áp V^+ đổi dấu từ dương xuống âm, điện áp trên tụ đổi chiều nạp tụ.

Chu kỳ dao động của mạch được xác định:

$$T = 2.R.C.\ln\left(1 + \frac{2.R_1}{R_2}\right) \tag{2.58}$$

Tần số xung: $f = \frac{1}{T}$

Trường hợp đặc biệt $R_1 = 2R_2 = R$ ta có:

$$T = 2.R.C.\ln 2 = 2.R.C.0,69$$

$$R_1 = R_2 = R \rightarrow T = 2.R.C.\ln 3 = 2.R.C.1,1 = 2,2.\ R.C$$

g) Tạo sóng vuông và tam giác bằng tích phân sóng vuông

Mạch tạo điện áp tam giác cũng có thể nhận được từ bộ tích phân xung vuông như hình 2.15b. Xung vuông có thể tạo bằng nhiều cách khác nhau. Tích phân xung này chính là quá trình nạp, xả tụ. Nếu điện áp vào khâu tích phân không đối xứng có thể xuất hiện sai số đáng kể.

Đầu vào V^+ có hai tín hiệu, một tín hiệu không đổi lấy từ đầu ra của A_1, một tín hiệu biến thiên lấy từ đầu ra của A_2. Điện áp chuẩn so sánh để quyết định đổi dấu điện áp ra của A_1 là trung tính vào V^-. Giả sử đầu ra của A_1 dương $U_{A1} > 0$, khuếch đại A_2 tích phân đảo dấu cho điện áp có sườn đi xuống của điện áp tam giác. Điện áp vào V^+ lấy từ R_1 và R_2, hai điện áp này trái dấu nhau. Điện áp vào qua R_2 biến thiên theo đường nạp tụ, còn điện áp vào qua R_1 không đổi, tới khi nào $U_{V+} = U_{V-}$ đầu ra của A_1 đổi dấu thành âm. Chu kỳ điện áp ra của A_1 cứ luân phiên đổi dấu như vậy cho ra điện áp sóng vuông tại đầu ra A_1 và tam giác cân tại đầu ra A_2.

Tần số của điện áp tựa được tính:

$$f = \frac{1}{4.R_3.C.\frac{R_2}{R_1}} \qquad (2.59)$$

2.4.5. Một số sơ đồ mạch phụ khác

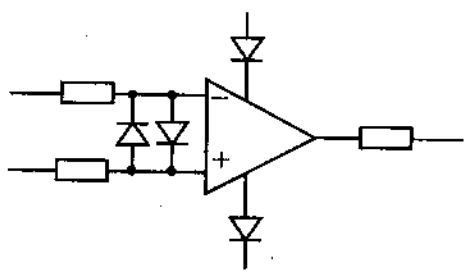
a) Mạch bảo vệ

Có ba loại mạch bảo vệ thường được mắc vào mạch KĐTT như vẽ trên hình 2.16.

– Bảo vệ đầu vào dùng hai điốt mắc ở hai đầu vào.

– Bảo vệ mắc sai nguồn dùng hai điốt mắc ở hai đầu nguồn cấp.

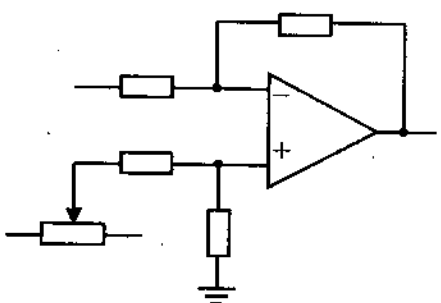
– Bảo vệ quá tải nối điện trở đầu ra.



Hình 2.16. Mạch bảo vệ KĐTT

b) Mạch bù độ mất đối xứng điện áp

Phần lớn các loại KĐTT được cấp bởi hai nguồn đối xứng. Trường hợp nguồn bị mất đối xứng có thể gây sai số trong mạch, do đó người ta dùng mạch bù độ mất đối xứng điện áp hình 2.17 nhằm giảm thiểu những sai sót không đáng có.



Hình 2.17. Mạch bù độ mất đối xứng điện áp

2.5. CÁC BỘ ĐIỀU CHỈNH

2.5.1. Nhiệm vụ các bộ điều chỉnh

Trong các mạch điều khiển tự động, mạch hiệu chỉnh có một vai trò rất quan trọng, nó đảm bảo chất lượng tĩnh và động của hệ thống. Nhiệm vụ chính của các bộ điều chỉnh:

– Khuếch đại tín hiệu sai lệch nhỏ.

– Tạo hàm điều khiển để đảm bảo chất lượng tĩnh và động.

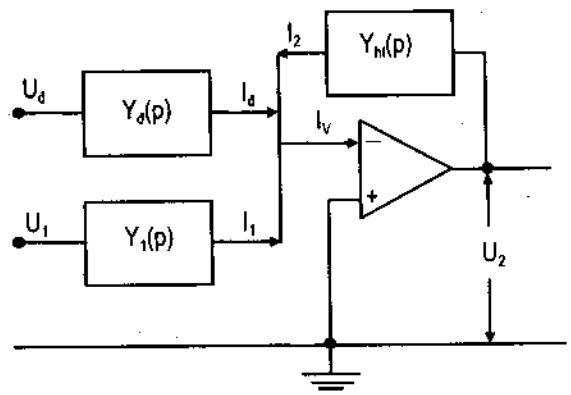
Tuỳ theo phương pháp điều khiển mà ta có các bộ điều chỉnh tương tự, bộ điều chỉnh xung hay bộ điều chỉnh số.

2.5.2. Một số hàm cơ bản

a) Nguyên tắc tạo hàm chức năng

Sơ đồ hình 2.18 có các quan hệ:

$$\left.\begin{aligned}
&I_d + I_2 + I_1 = I_V \sim 0\\
&I_d = Y_d(p).U_d\\
&I_2 = Y_{ht}(p).U_2\\
&I_1 = Y_1(p).U_1\\
&Y_d(p).U_d + Y_{ht}(p).U_2 + Y_1(p).U_1 = 0\\
&U_2 = -\frac{Y_d(p)}{Y_{ht}(p)}\left(U_d - \frac{Y_1(p)}{Y_d(p)}.U_1\right)
\end{aligned}\right\} \quad (2.60)$$

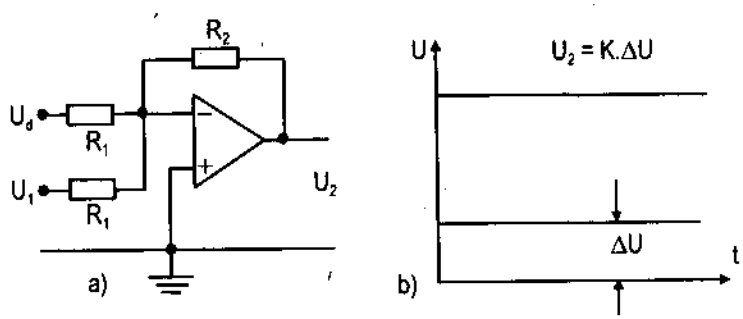


Hình 2.18. Mạch tạo hàm cơ bản

Hai điện áp U_d và U_1 trái dấu.

b) Điều chỉnh tỷ lệ

Sơ đồ bộ điều chỉnh tỷ lệ vẽ trên hình 2.19a, đáp ứng của mạch cho trên hình 2.19b.



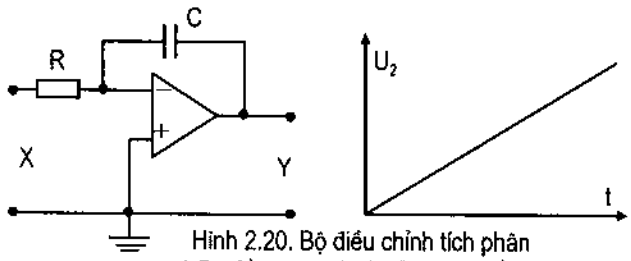
Hình 2.19. Bộ điều chỉnh tỷ lệ
a) Sơ đồ mạch; b) Đáp ứng đầu ra.

Từ các quan hệ (2.60) viết được hàm truyền của hệ.

$$F(p) = \frac{U_2}{U_d - U_1} = \frac{U_2}{\Delta U} = -\frac{R_2}{R_1} = K \qquad (2.61)$$

c) Bộ điều chỉnh tích phân

Sơ đồ mạch và đáp ứng của bộ điều chỉnh tích phân vẽ trên hình 2.20.



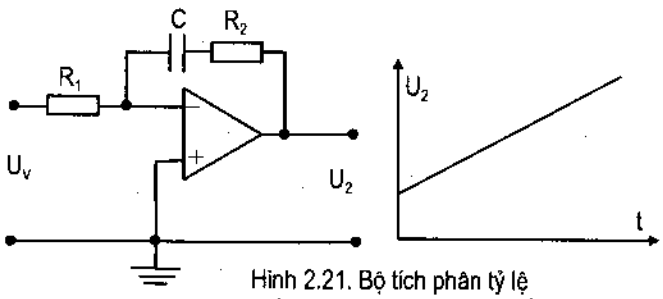
Hình 2.20. Bộ điều chỉnh tích phân
a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đặc tính đầu ra.

Thay vào biểu thức cuối của (2.60) với giá trị $U_d = U_V$; $U_1 = 0$ ta có:

$$U_2 = -\frac{Y_V(p)}{Y_{ht}(p)}U_V \qquad (2.62)$$

Thay các giá trị $Y_V(p) = 1/R$, $Y_{ht} = 1/Cp$ vào (2.62) ta có được hàm truyền.

d) Hàm truyền của khâu tích phân tỷ lệ



Hình 2.21. Bộ tích phân tỷ lệ
a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đặc tính đầu ra.

Sơ đồ mạch và đáp ứng của bộ điều chỉnh tích phân tỷ lệ vẽ trên hình 2.21.

$$Y = -\frac{K}{p}.X;\ K = \frac{1}{R.C} \qquad (2.63)$$

Thay vào biểu thức cuối của (2.60) với:

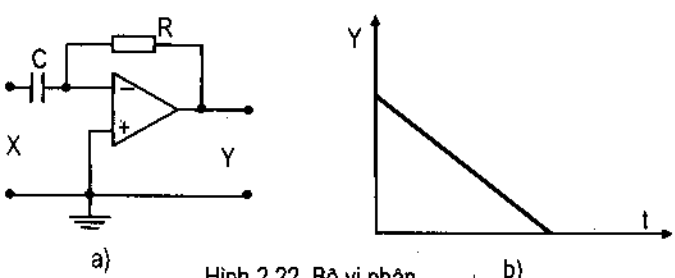
$$Y_V(p) = -\frac{1}{R}$$

$$Y_{ht} = -\frac{1}{R_2 + \frac{1}{C.p}} = \frac{C.p}{R_2C.p + 1} \qquad (2.64)$$

Ta có:

$$\frac{U_2}{U_V} = -\frac{R_2}{R_1}.\frac{R_2C.p + 1}{R_2C.p} = -K.\frac{Tp + 1}{Tp} \qquad (2.65)$$

e) Hàm truyền của khâu vi phân



Hình 2.22. Bộ vi phân
a) Sơ đồ mạch điện; b) Đặc tính đầu ra.

Sơ đồ mạch và đáp ứng của bộ điều chỉnh vi phân vẽ trên hình 2.22.

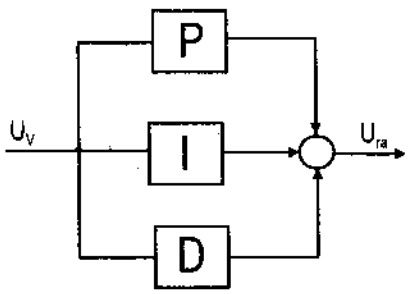
Hàm truyền của khâu vi phân:

$$Y = -K.p.X;\ K = R.C \qquad (2.66)$$

Trên đây chỉ cho hàm truyền một số khâu điển hình. Phần mở rộng có thể được tham khảo từ Phụ lục 3.

2.5.3. Mạch PID

Trong các mạch điều khiển tự động, khi cần chất lượng tĩnh và nhất là chất lượng động tốt người ta cần mạch hiệu chỉnh. Dạng mạch hiệu chỉnh chính thường dùng là mạch PID (Proportional Integral Differential – tỷ lệ tích phân vi phân). Sơ đồ khối tổng quát của các khâu hiệu chỉnh PID cho trên hình 2.23.



Hình 2.23. Sơ đồ khối tổng quát mạch PID

Tín hiệu đầu ra được tính

$$U_{ra} = K_p U_V + K_I \int U_V dt + K_D \frac{dU_V}{dt} \qquad (2.67)$$

Hàm truyền được viết:

$$U_{ra}(p) = \left(K_p + \frac{K_I}{p} + K_D.p\right) U_V(p)$$

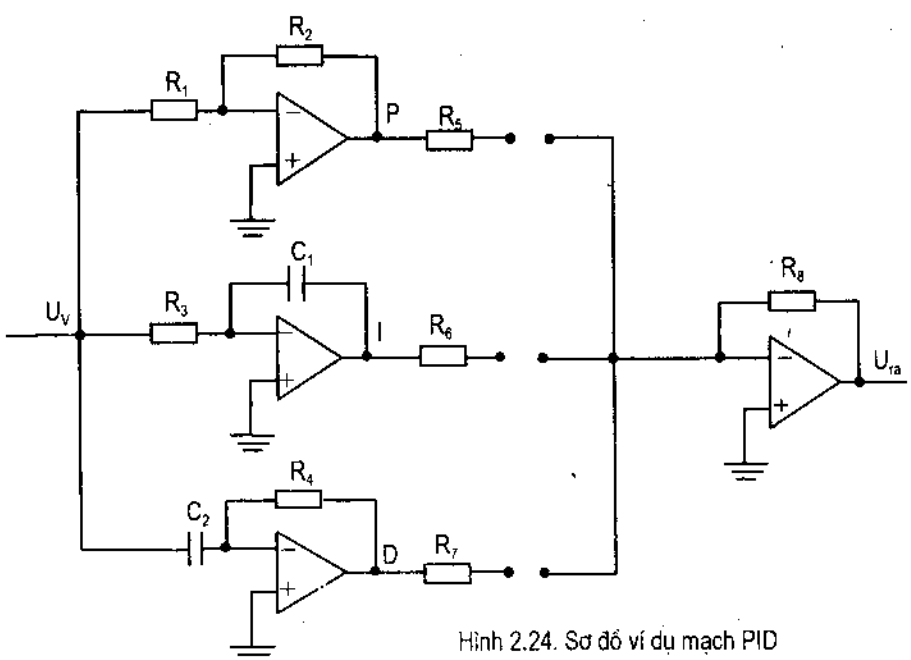
$$\frac{U_{ra}(p)}{U_V(p)} = \left(\frac{K_D p^2 + K_p.p + K_i}{p}\right) \qquad (2.68)$$

Viết lại biểu thức hàm truyền

$$W(p) = \frac{A_1 p^2 + A_2.p + 1}{\tau p}$$

$$A_1 = \frac{K_D}{K_I}; A_2 = \frac{K_p}{K_I}; \tau = \frac{1}{K_I}$$

Sơ đồ mạch điện cho trên hình 2.24.



Hình 2.24. Sơ đồ ví dụ mạch PID

2.6. MẠCH PHI TUYẾN DÙNG KĐTT

Các khâu phi tuyến dùng để giới hạn vùng tác động của một số thông số mà trong mạch điều khiển tự động rất thường dùng. Ví dụ, cần giới hạn dòng điện khi khởi động động cơ, giới hạn vùng nhiệt độ của các lò nhiệt.... Do đó, tìm hiểu việc tạo đặc tính phi tuyến là cần thiết.

2.6.1. Tạo đặc tính phi tuyến

Những hàm phi tuyến thường được tạo bằng cách tuyến tính hóa từng đoạn đặc tính, theo nguyên tắc:

$$y = y_0 + ax + \sum_{i=1}^{n} b_i\left(x - x_{0i}\right) \tag{2.69}$$

$b_i = 0$ khi $x \le x_{0i}$;

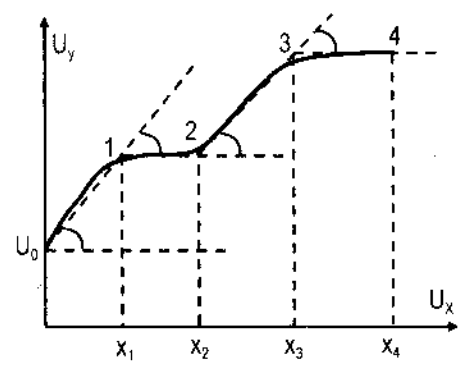
$b_i = const$ khi $x > x_{0i}$.

Ví dụ, có một đường cong phi tuyến trên hình 2.25, nó có thể được tuyến tính hóa thành bốn đoạn. Tín hiệu vật lý x, y được đổi thành tín hiệu điện U_x, U_y. Phương trình đường cong tuyến tính hóa có thể viết:

$$U_y = U_0 + k_0U_x + \sum_{i=1}^{3} k_i\left(U_x - U_{0i}\right) \tag{2.70}$$

$k_i = 0$ khi $U_x \le U_{xi}$;

$k_i = k_i$ khi $U_x > U_{xi}$.



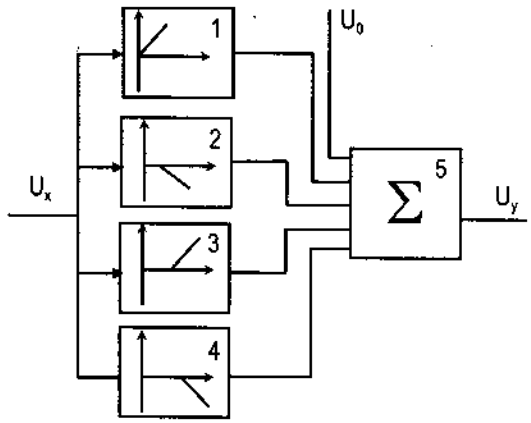
Hình 2.25. Tuyến tính hóa đường cong phi tuyến

Từ phương trình (2.70) thấy rằng, đường cong là tổng của 5 điện áp. Sơ đồ khối chức năng của mạch thực hiện biểu thức trên được vẽ trên hình 2.26. Số hạng thứ nhất của biểu thức (2.70) có giá trị ra U_0 khi giá trị vào $U_x = 0$. Số hạng thứ hai là tín hiệu điện áp biến thiên tuyến tính k_0U_x, chừng nào điện áp vào còn nhỏ hơn U_{x1} đầu ra còn biến thiên tuyến tính. Khi đầu vào lớn hơn U_{x1} đường cong ở vùng đặc tính 2, sau khi tuyến tính hóa, có thành phần là số hạng thứ ba $k_1(U_x - U_{x1})$ đặc tính được kéo xuống so với đặc tính đoạn 1 (nếu không có số hạng này, trong đoạn $U_{x1} \to U_{x2}$ tín hiệu ra biến thiên theo đường thẳng nối dài nét đứt của đoạn 1). Khi tín hiệu vào lớn hơn U_{x2} xuất hiện thêm số hạng thứ tư $k_2(U_x - U_{x2})$. Tín hiệu vào tiếp tục tăng, khâu phi tuyến thứ ba hoạt động tỷ lệ với $k_3(U_x - U_{x3})$.

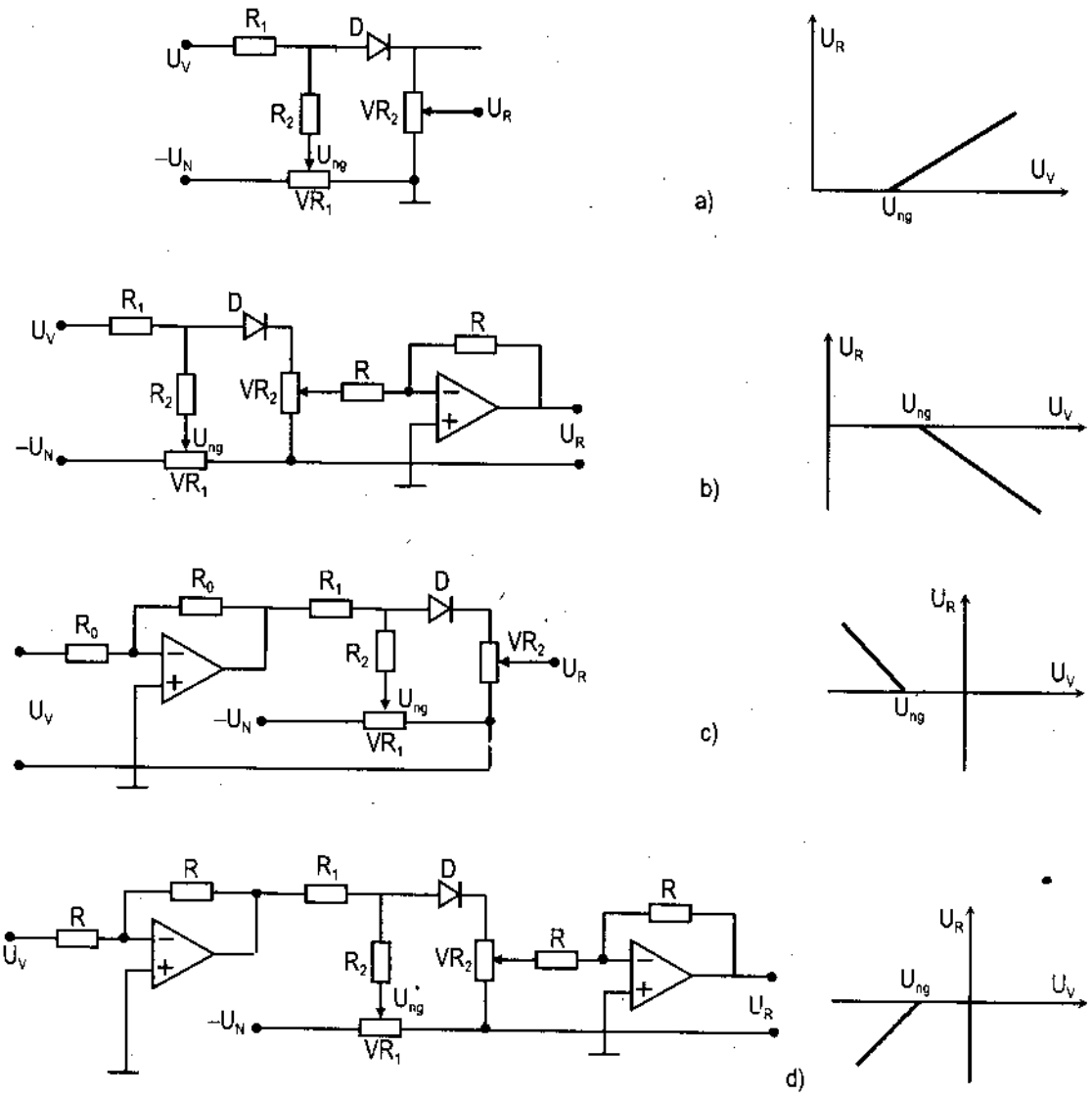
Như vậy, tổng Σ^5 (hình 2.26) có năm đầu vào, mỗi đầu vào tạo hàm một đoạn đặc tính tương ứng với tín hiệu đầu vào.

Để có thể tạo hàm phi tuyến ở trên, cần các mạch tuyến tính hoá từng đoạn. Dưới đây giới thiệu một số mạch tạo hàm phi tuyến ở trên.

Mạch tạo đặc tính phi tuyến hình 2.27a cho điện áp ra khi điện áp vào trên ngưỡng (U_{ng}). Thường trong mạch này chọn $R_1 = R_2$ điện áp ra sẽ có khi điện áp anốt U_A của điốt D lớn hơn U_{ng}. Nếu $U_A < U_{ng}$ điốt khóa. Độ nghiêng của đặc tính ra phụ thuộc việc điều chỉnh biến trở VR_2 (hệ số k_i). Mạch hình 2.27a cho ta đặc tính nằm ở góc phần tư thứ nhất. Muốn có các đặc tính nằm ở các góc phần tư thứ hai, ba, tư chỉ cần thêm các khâu đảo dấu vào hay ra, như chỉ ra trên hình 2.27b, c, d.



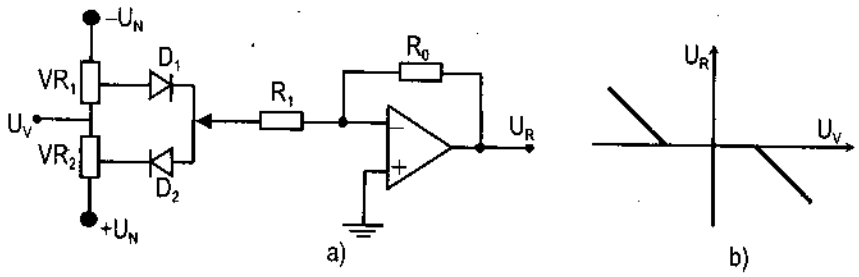
Hình 2.26. Sơ đồ khối mạch tuyến tính hóa đường cong phi tuyến



Hình 2.27. Mạch tạo đặc tính phi tuyến

2.6.2. Tạo vùng không tác động

Hình 2.28 vẽ mạch tạo vùng không tác động của tín hiệu vào. Khi tín hiệu vào dương D_1 sẽ dẫn, nhưng điện áp ra còn bằng 0 khi điện áp vào nhỏ hơn điện áp anốt của D_1 (được chỉnh bởi VR_1). Độ dốc của đường đặc tính phụ thuộc hệ số khuếch đại của KĐTT $\left(\frac{R_0}{R_1}\right)$. điốt D_2 dẫn theo chiều âm điện áp vào. Sơ đồ này cho phép hiệu chỉnh vùng không tác động đối xứng hay không đối xứng. Tuy nhiên, độ nghiêng đặc tính không đổi.

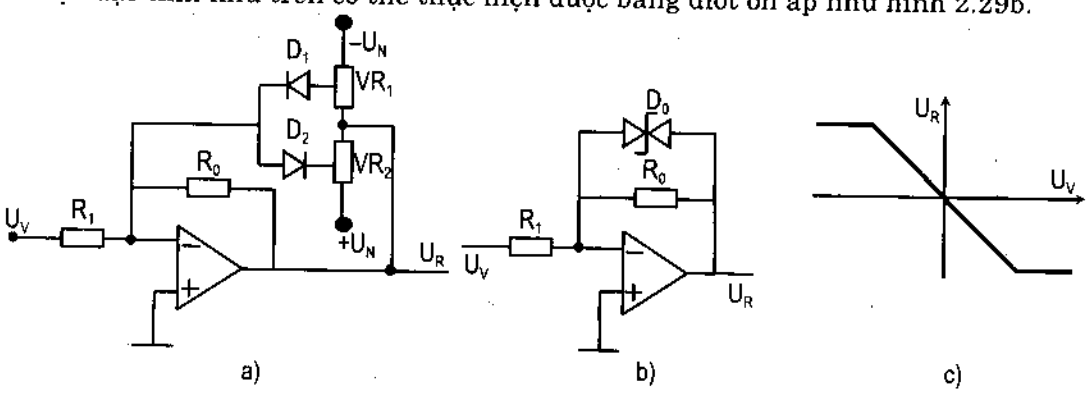


Hình 2.28. Tạo vùng không hoạt động

2.6.3. Tạo đặc tính bão hòa

Để tạo đặc tính bão hòa, dùng sơ đồ hình 2.29a, b. Các biến trở VR_1, VR_2 đặt điện áp khóa cho các điốt D_1, D_2. Nếu điện áp ra của KĐTT còn nhỏ hơn điện áp chỉnh định của các điốt, sơ đồ làm việc với khuếch đại tuyến tính. Nếu điện áp ra KĐTT dương và vượt quá ngưỡng chỉnh của VR_1 điốt D_1 dẫn, hình thành mạch nối tắt R_0. Điện áp ra giữ điện áp bằng điện áp đã chỉnh của VR_1. Điện áp vào tiếp tục tăng lên, điện áp ra giữ nguyên không đổi (như hình 2.29c). Cách giải thích tương tự cho trường hợp điện áp ra âm.

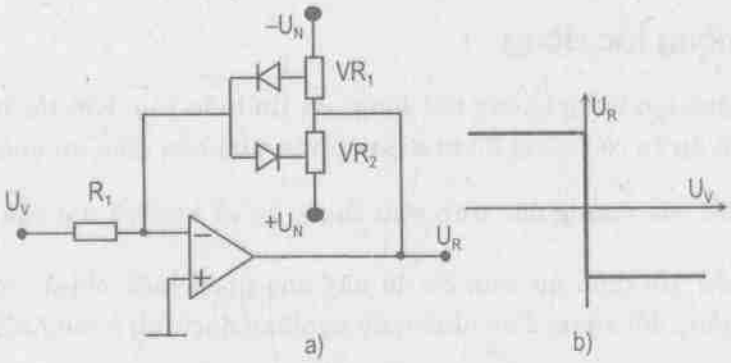
Cách tạo đặc tính như trên có thể thực hiện được bằng điốt ổn áp như hình 2.29b.



Hình 2.29. Tạo vùng bão hòa

2.6.4. Tạo đặc tính rơle

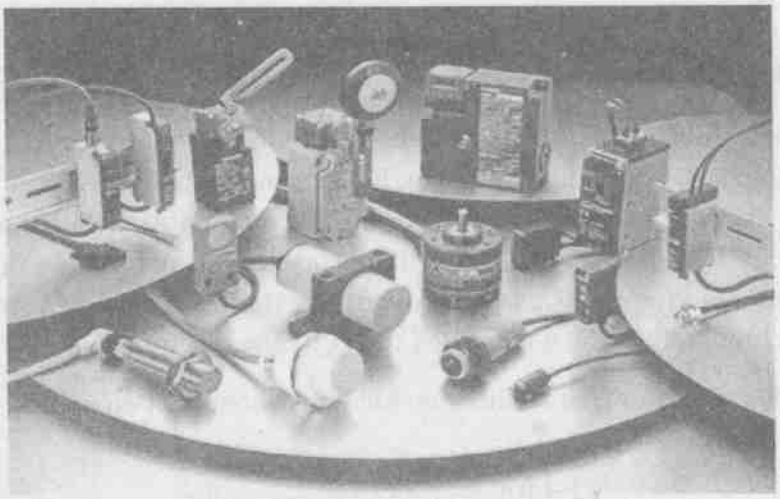
Nếu tăng R_0 trong mạch hình 2.29a, b lên $\infty\ \Omega$ chúng ta sẽ có mạch tạo đặc tính rơle như hình 2.30.



Hình 2.30. Tạo đặc tính rơle

2.7. CẢM BIẾN VỊ TRÍ

Bộ cảm biến là phần tử dùng để phát hiện hoặc đánh giá đại lượng vật lý của đối tượng và gửi đến bộ điều khiển để xử lý, khai thác tín hiệu đó. Một số cảm biến vị trí thường gặp là công tắc vị trí, cảm biến tiệm cận điện cảm, cảm biến tiệm cận điện dung, cảm biến quang.... Hình dạng một số loại cho trên hình 2.31.



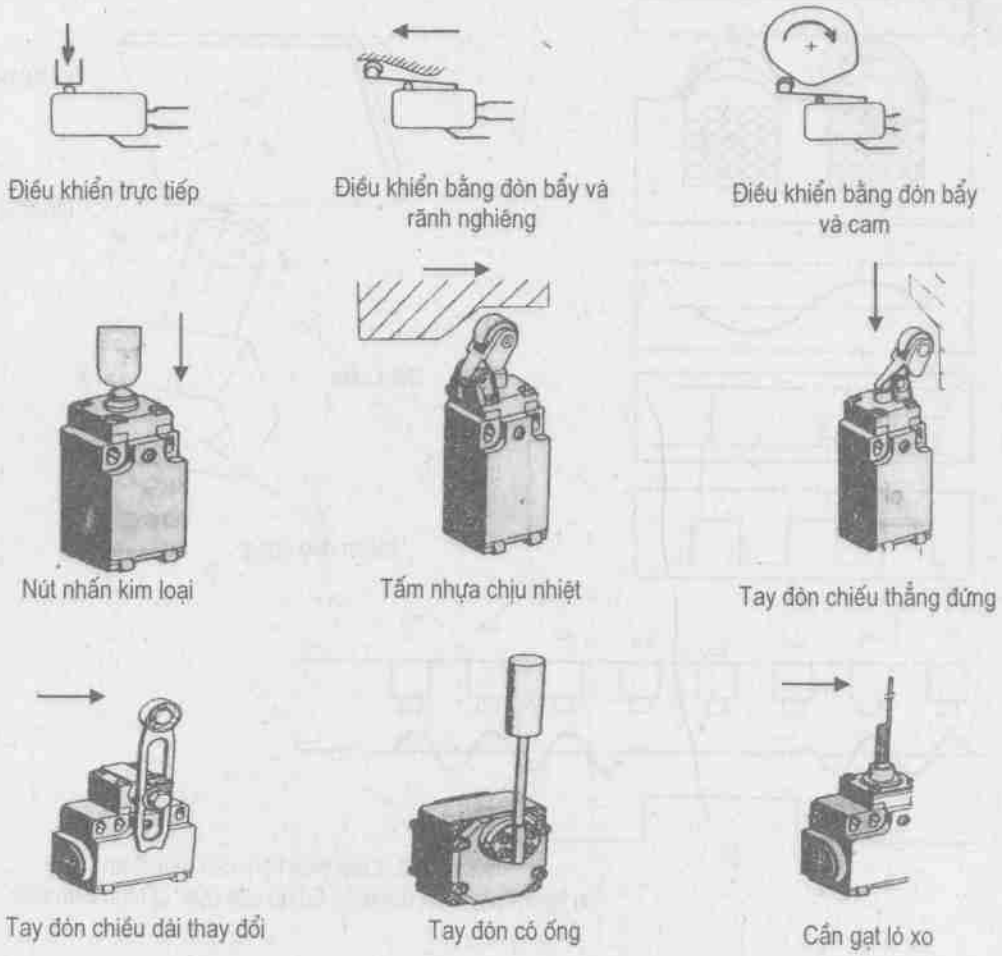
Hình 2.31. Cảm biến tiệm cận

2.7.1. Công tắc vị trí

Công tắc vị trí thường được sử dụng là các bộ cảm biến cơ điện, có chức năng cung cấp thông tin về điện (0 hoặc 1) ở mỗi lần tác động. Bên trong các cảm biến này có tiếp điểm. Mỗi lần tác động sẽ mở hay đóng tiếp điểm.

Có nhiều loại công tắc vị trí (hình 2.32), tùy theo yêu cầu đặt ra khi sử dụng chúng (kích thước, nguồn gốc chuyển động...) cũng như điều kiện sử dụng chúng mà người ta có thể chọn loại nào cho phù hợp.

Các loại công tắc vị trí có ưu điểm đơn giản, tin cậy. Nhược điểm của nó là : gá lắp đôi khi gặp khó khăn do cần phải tiếp xúc đối tượng với công tắc, tần số đóng cắt của công tắc thấp, số lần đóng cắt bị giới hạn, do đóng bằng tiếp điểm nên không tránh khỏi xuất hiện hồ quang.



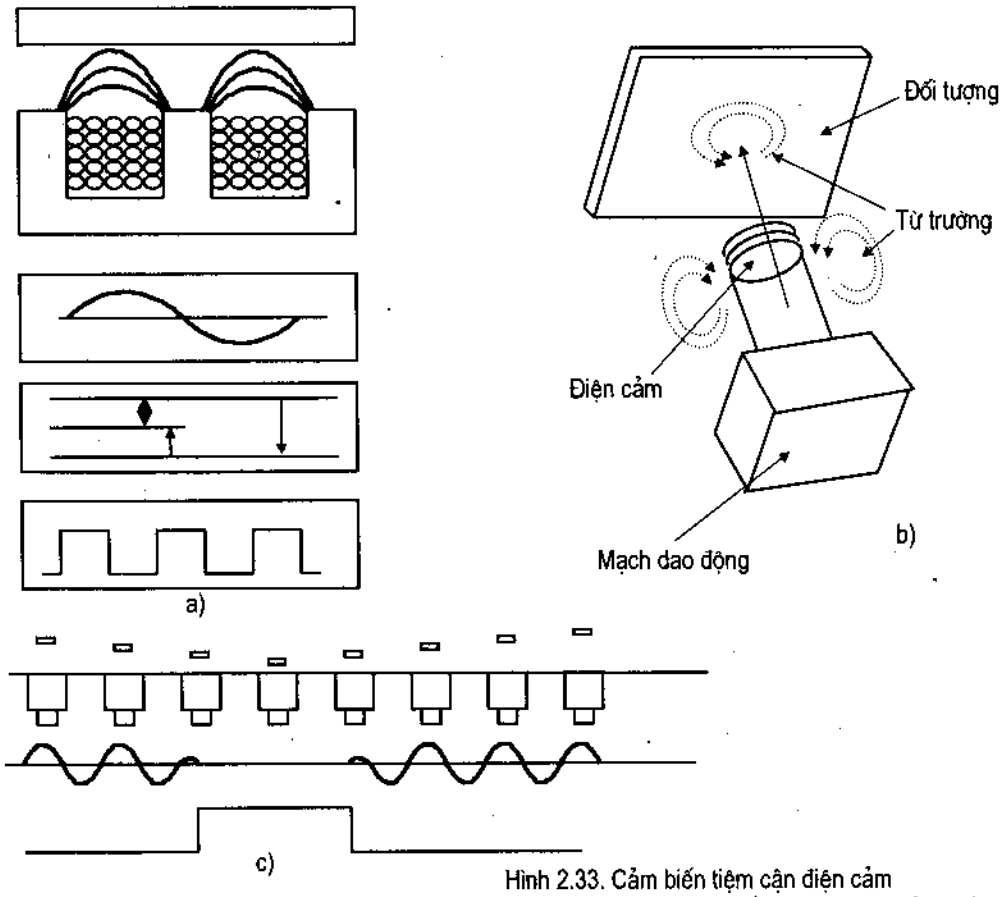
Hình 2.32. Hình dạng một số loại công tắc vị trí

2.7.2. Cảm biến tiệm cận

Các bộ cảm biến tiệm cận rất phổ biến, vì nó có nhiều ứng dụng, mỗi khi cần phát hiện không cần tiếp xúc trực tiếp với đối tượng. Các bộ phát hiện tiệm cận này cho tín hiệu (0 và 1) khi phát hiện đối tượng.

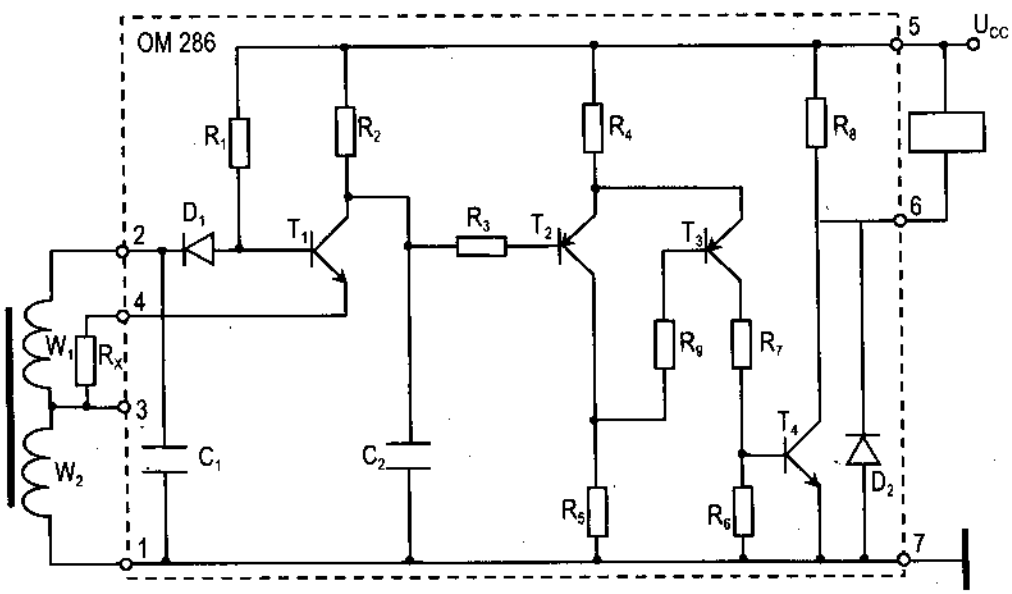
a) Cảm biến tiệm cận điện cảm

Trong vùng khoảng cách ngắn, cảm biến tiệm cận điện cảm thường được dùng. Cấu tạo của loại cảm biến này bao gồm một cuộn dây xác định độ cảm ứng của một bộ dao động LC (hình 2.33a). Điện từ trường của bộ dao động lan rộng một vùng xung quang nó. Khi một vật bằng kim loại đến gần, năng lượng của bộ dao động bị tiêu hao để tạo nên dòng xoáy, được cảm ứng (hình 2.33.b) bên trong vật dẫn điện này. Do đó, hệ số tiêu hao của cuộn dây tăng lên, đến một trị số nào đó bộ dao động không dao động được nữa. Tín hiệu này được ghi nhận như trên hình 2.33c.



Hình 2.33. Cảm biến tiệm cận điện cảm
a) Nguyên lý hoạt động; b) Sơ đồ cấu trúc; c) Mức cảm biến.

Trên hình 2.34 giới thiệu một mạch điện của cảm biến tiệm cận loại tự cảm OM 286 với công nghệ màng dày của công ty Valvo. Thông số của mạch:



Hình 2.34. Sơ đồ mạch điện cảm biến tiệm cận OM 286

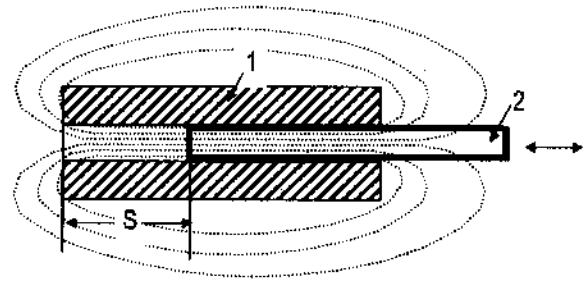
Diện áp nguồn cấp: 4,5 ÷ 30 V

Dòng tải cực đại: 250mA

Dòng tải tĩnh: 7mA

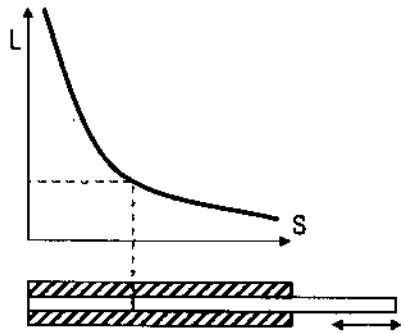
Tần số đóng cắt: 5kHz

b) Cấu trúc của cảm biến tiệm cận điện cảm



Hình 2.35. Sự thay đổi tương đối lõi sắt trong cuộn dây

Cấu trúc đơn giản của cảm biến điện cảm dùng để tính khoảng cách, do góc gồm một cuộn dây với lõi sắt dịch chuyển (hình 2.35). Với cảm biến này, độ tự cảm L là đại lượng điện cần đo. Nó tỷ lệ với bình phương của số vòng dây và tỷ lệ nghịch với từ trở của cuộn dây.



Hình 2.36. Sự phụ thuộc độ tự cảm vào khoảng cách 6

$$L = \frac{W^2}{R_m} \tag{2.71}$$

Trên hình 2.35, các đường sức đi qua ba vùng, đặc trưng bằng các thông số (chiều dài – S, diện tích – A) : trong sắt (S_{Fe}, A_{Fe}), trong không khí bên trong cuộn dây (S, A) và trong vùng bên ngoài cuộn dây (S_a, A_a). Từ trở của cuộn dây lúc đó được tính:

$$R_m = \frac{S_{Fe}}{\mu_0 \mu_{Fe} A_{Fe}} + \frac{S}{\mu_0 A} + \frac{S_a}{\mu_0 A_a} \tag{2.72}$$

Trong công thức trên, độ từ thẩm μ_{Fe} của sắt rất lớn (khoảng $10^3 \div 10^4$), nên phần từ trở trong sắt coi như không đáng kể. Số hạng thứ ba cũng có thể bỏ qua vì điện tích A_a ngoài không khí cũng có thể coi là rất lớn. Người ta có thể bọc cuộn dây bằng một vỏ sắt mềm, và như vậy hầu như tất cả dường sức đều chạy vào đó với từ trở coi như không đáng kể. Như vậy, từ trở cuộn dây lúc này chủ yếu chỉ được coi là của đoạn không lõi sắt:

$$R_m = \frac{S}{\mu_0 A} \tag{2.73}$$

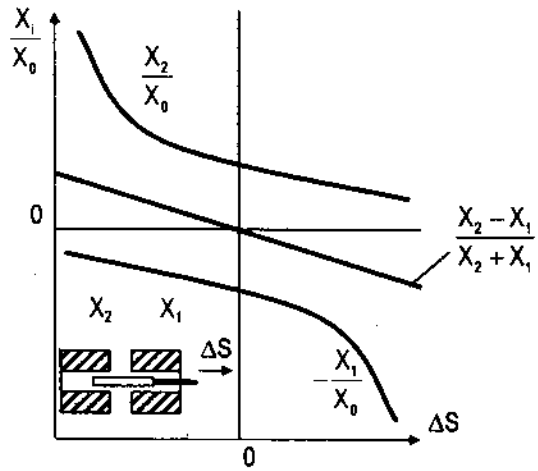
Khi đô độ tự cảm có thể được tính:

$$L = \frac{\mu_0 A W^2}{S} = \frac{k}{S} \tag{2.74}$$

Từ công thức trên thấy rằng, độ tự cảm sẽ càng lớn khi lõi sắt nằm càng sâu bên trong cuộn dây. Trên hình 2.36 cho ta quan hệ giữa L và S là một dường hyperbol. L tỷ lệ nghịch với kboảng cách không lõi sắt bên trong cuộn dây

c) Cảm biến điện cảm với lõi sắt chìm vi sai

Cảm biến gồm hai cuộn dây cách hiệt. Một lõi sắt được đặt hên trong hai cuộn dây. Khi lõi sắt dịch chuyển, điện cảm của cuộn dây thay đổi (một cuộn giảm, một cuộn tăng).



Hình 2.37. Biến thiên điện cảm với lõi vi sai

Với cấu trúc đối xứng đồng trục, cảm biến này được dùng để đo khoảng cách. Với cấu trúc vành khăn và xoay được, nó được dùng để đo góc.

Để đo được khoảng cách, cả hai cuộn dây đặt trong một cầu đo. Khi đó:

$$\left.\begin{aligned} X_1 &= \omega L_1 = \frac{\omega k}{S_0 - \Delta S} \\ X_2 &= \omega L_2 = \frac{\omega k}{S_0 + \Delta S} \end{aligned}\right\} \quad (2.75)$$

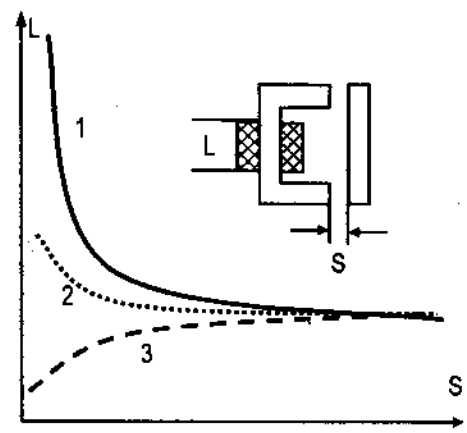
Điện áp trên cầu đo đo được:

$$U_d = \frac{U_0}{2}\frac{\frac{\omega k}{S_0 + \Delta S} - \frac{\omega k}{S_0 - \Delta S}}{\frac{\omega k}{S_0 + \Delta S} + \frac{\omega k}{S_0 - \Delta S}} = -\frac{U_0}{2S_0}\Delta S \quad (2.76)$$

d) Cảm biến điện cảm đo khoảng cách ngắn

Hình 2.38 giới thiệu cảm biến điện cảm để đo khoảng cách ngắn. Từ trường được khép kín bởi một thanh chữ I. Các đường sức từ trường đi qua hai lần khoảng cách S và lõi cuộn dây. Với A là diện tích mặt cắt ngang của lõi ta có từ trở:

$$R_m = \frac{S_{Fe}}{\mu_0 \mu_{Fe} A_{Fe}} + \frac{2S}{\mu_0 A} \quad (2.77)$$



Hình 2.38. Tự cảm L phụ thuộc khoảng cách S của thanh nằm ngang. 1 – Ferrit, 2 – Sắt non, 3 – Đồng.

Số hạng thứ nhất của biểu thức có thể coi không đáng kể vì μ_{Fe} có trị số lớn. Với $L = \frac{W^2}{R_m}$ là tự cảm của cuộn dây với thanh chữ I ta có:

$$L = \frac{\mu_0 A W^2}{2S} \quad (2.78)$$

L tỷ lệ nghịch với khe hở không khí.

Trong thực tế, đường biểu diễn L(S) chỉ gần đúng theo biểu thức trên do sự phân tán của các đường sức từ trường qua hai khe hở không khí. Từ trường thanh ngang không phải là sắt từ, mà là một vật liệu dẫn điện (ví dụ như đồng) các dòng điện xoáy trong thanh ngang sẽ cho một từ trường đối nghịch làm suy yếu từ trường cuộn dây, tự cảm đi qua khe hở không khí sẽ nhỏ dần. Trường hợp thanh ngang là Ferit có độ dẫn điện kém và độ từ thẩm cao khiến cho độ tự cảm L tăng nhanh khi khoảng cách giảm.

e) Cảm biến tiệm cận điện dung

Nguyên tắc hoạt động của cảm biến tiệm cận điện dung, dựa trên sự thay đổi điện dung khi khoảng cách, diện tích bản cực và chất điện môi giữa hai bản cực của tụ thay đổi.

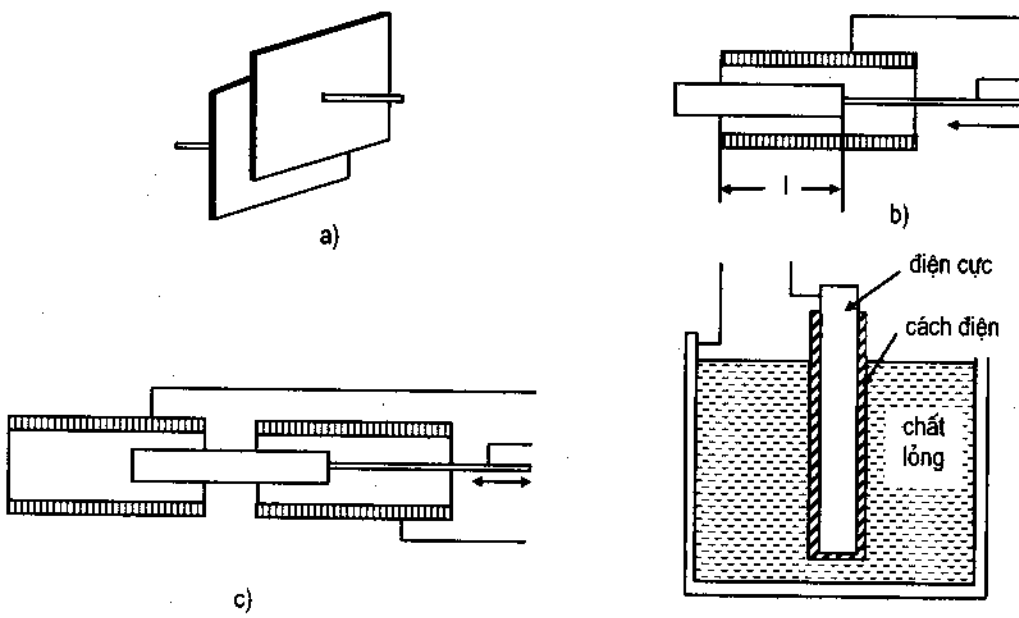
Giống như cảm biến điện cảm, cảm biến điện dung cũng gồm 4 phần: sensor (bản cực), mạch dao động, mạch ghi nhận tín hiệu, mạch điện đầu ra. Khi vật đến gần, điện dung của cảm biến thay đổi. Tần số của bộ dao động LC hay RC thay đổi theo. Mạch điện cho ta tín hiệu về sự thay đổi tần số (trường hợp tần số được giữ cố định thì biên độ tín hiệu sẽ thay đổi).

** Thay đổi điện dung bằng diện tích bản cực*

Điện dung của một tụ điện phẳng tỷ lệ với hằng số chân không ε_0 hằng số điện môi ε_r, diện tích bản cực phẳng A và khoảng cách bản cực s:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r b_0 l_0}{s_0} \tag{2.79}$$

Khi các đại lượng ε_r, A và s thay đổi, điện dung của tụ cũng thay đổi theo. Cho nên qua phương pháp đo điện dung, có thể xác định, đo đạc được các hiệu ứng làm ảnh hưởng một hay nhiều trong ba đại lượng trên.



Hình 2.39. Một số loại cảm biến tiệm cận điện dung

Diện tích hiệu dụng của bản cực có thể thay đổi được khi hai bản cực nằm ở vị trí chênh nhau (hình 2.39a). Khi bản cực có chiều dài l_0, chiều rộng b_0 và khoảng cách s_0 ta có điện dung cực đại của tụ:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r b_0 l_0}{s_0} \tag{2.80}$$

Khi bản cực chỉ phủ lên nhau một chiều dài l, điện dung sẽ giảm xuống còn:

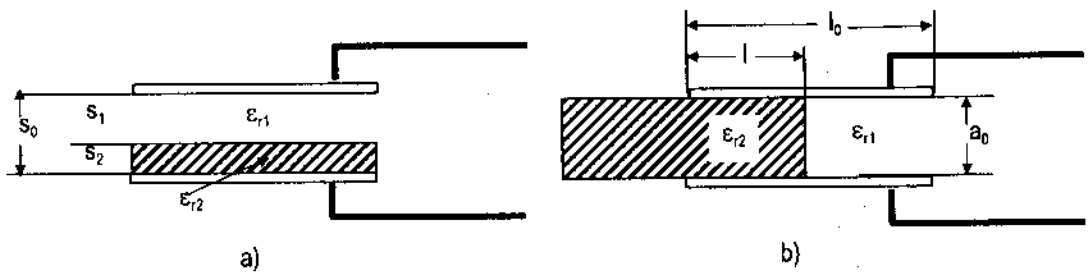
$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r b_0 l}{s_0} = \frac{C_0}{l_0} l \qquad (2.81)$$

Như vậy, điện dung tỷ lệ với l và được dùng để đo khoảng cách.

Các phương pháp thay đổi điện dung vẽ trên hình 2.39a, b, c, d.

Hình 2.39d giới thiệu một loại điện cực được phủ chất cách điện nhúng vào chất lỏng. Điện cực và chất lỏng dẫn điện được coi như một tụ điện với điện môi là chất cách điện trên bề mặt của lõi điện cực.

** Thay đổi điện dung bằng thay đổi điện môi*



Hình 2.40. Cảm biến điện dung thay đổi điện môi

Điện môi có thể thay đổi theo các cách như hình 2.40a, b. Trong hình 2.40 a tụ điện có hai lớp điện môi ε_{r1} và ε_{r2} với độ dày s_1, s_2. Cả hai lớp điện môi lấp đầy khoảng trống giữa hai điện cực $s = s_1 + s_2$. Cấu trúc trên có thể coi như hai điện dung C_1 và C_2 mắc nối tiếp nhau. Điện dung tương đương của tụ được tính:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{\frac{s_1}{\varepsilon_{r1}} + \frac{s_2}{\varepsilon_{r2}}} \qquad (2.82)$$

Nếu khoảng cách a_1 là không khí, trị số điện môi $\varepsilon_{r1} = 1$, điện dung được tính:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{s_1 + \frac{s_2}{\varepsilon_{r2}}} + \frac{\varepsilon_0 A}{s_0 - s_2 + \frac{s_2}{\varepsilon_{r2}}} \qquad (2.83)$$

Trị số điện dung C tỷ lệ với hằng số điện môi ε_{r1} và bề dày của lớp điện môi s_2. Nếu biết một trong hai trị số, có thể tính trị số thứ hai từ việc đo điện dung C. Phương pháp này dùng để đo bề dày mà không dùng thước. Các màng mỏng như giấy, nhựa, sợi... được kéo qua hai bản cực của một tụ điện, bề dày của các sản phẩm này được xác định khi biết hằng số điện môi của nó và sau khi đo được trị số điện dung.

Hình 2.40b là trường hợp chất điện môi 2 nằm trong tụ điện với độ sâu khác nhau. Khi đó, cấu trúc của hai tụ điện được nối song song với nhau. Điện dung lúc đó được tính:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1} b_0 (l_0 - l)}{s_0} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r2} b_0 l}{s_0} = \frac{\varepsilon_0 b_0}{s_0}\left[\varepsilon_{r1}(l_0 - l) + \varepsilon_{r2} l\right] \quad (2.84)$$

Nếu một chất điện môi là không khí, ví dụ $\varepsilon_{r1} = 1$, khi đó có thể viết

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{C - C_0}{C_0} = \frac{s_{r2} - 1}{l_0} l \quad (2.85)$$

Ta có sự thay đổi tương đối của tụ $\frac{\Delta C}{C_0}$ tỷ lệ với chiều sâu của l_0. Phương pháp này dùng để đo mức vật liệu của chất lỏng không dẫn điện.

Hằng số điện môi thay đổi theo độ ẩm và nhiệt độ. Hằng số điện môi, ví dụ của nước sôi bằng $\varepsilon_{r1} = 86$ là rất lớn so với các chất khác. Do đó, *hằng số điện môi của các vật không dẫn điện thay đổi rất nhiều khi không khí bị thấm nước*. Hiện tượng này được dùng để đo hàm lượng nước trong vật thể. Một số điện môi thay đổi theo nhiệt độ, do đó người ta lợi dụng tính chất này để làm cảm biến báo cháy.

Cảm biến điện dung cấu tạo đơn giản, rẻ tiền. Chúng không chỉ dùng để cảm nhận các vật thể mà còn cả mức chất lỏng.

** Cảm biến tiệm cận điện dung có các ưu điểm:*

– Có thể cảm nhận vật thể không dẫn điện và dẫn điện. Tính chất tuyến tính và độ nhạy không phụ thuộc vào vật liệu của kim loại.

– Nó có thể nhận biết những vật thể nhẹ hay nhỏ mà công tắc cơ không thể nhận biết được.

– Có thể nhận biết mức chất lỏng qua các phao không dẫn điện (thủy tinh, nhựa...).

– Có tuổi thọ cao và ổn định cao với nhiệt độ.

– Tần số boạt động cao.

** Nhược điểm của cảm biến tiệm cận điện dung:*

Bị ảnh hưởng bởi độ ẩm và sương, sự thay đổi của cbất điện môi. Dây nối với sensor phải ngắn để điện dung của dây không ảnh hưởng đến diểm cộng huởng của bộ dao động.

f) Cảm biến quang điện tử

Hình 2.41 mô tả cấu trúc của một cảm biến vị trí quang điện tử loại S 1352. Cấu trúc của nó bao gồm: một lớp silic không pha tạp nằm giữa lớp p silic và lớp n^+ silic. Mặt sau của lớp n^+ được phủ một lớp kim loại. Ở hai đầu cuối của lớp p có hai công tắc A và B.

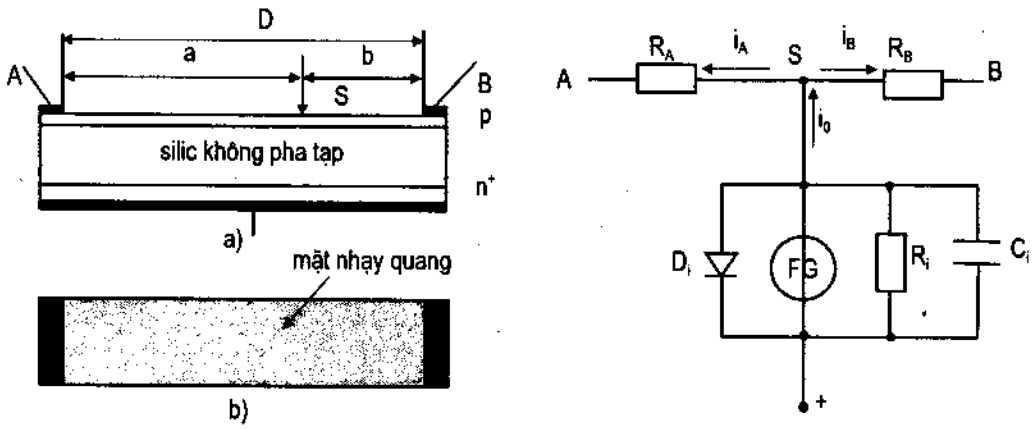
Khi một điểm trên mặt nhạy quang học được chiếu sáng (ví dụ tại điểm S), có thể coi đó như mệt nguồn dòng với mạch điện thay thế như hình 2.41c. Một diốt lý tưởng, một điện trở nội R_i và một tụ điện của lớp điện tích không gian C_i dược nối song song. Vì những diểm khác kbông được chiếu sáng, cho có thể cci giữa điểm ehiếu sáng S và hai điểm A, B hình thành hai điện trở R_A và R_B. Với phương pháp cấy ion tbặt chính xác, người ta có thể tạo trên bề mặt chiếu sáng tbeo chiều dài D một trị số điện trở bề mặt tuyến tínb. Do đó, điện trở R_A và R_B tỷ lệ với ebiều dài a và b.

$$\frac{I_A}{I_B} = \frac{R_B}{R_A} = \frac{b}{a} = \frac{D-a}{a} \tag{2.86}$$

Hay:

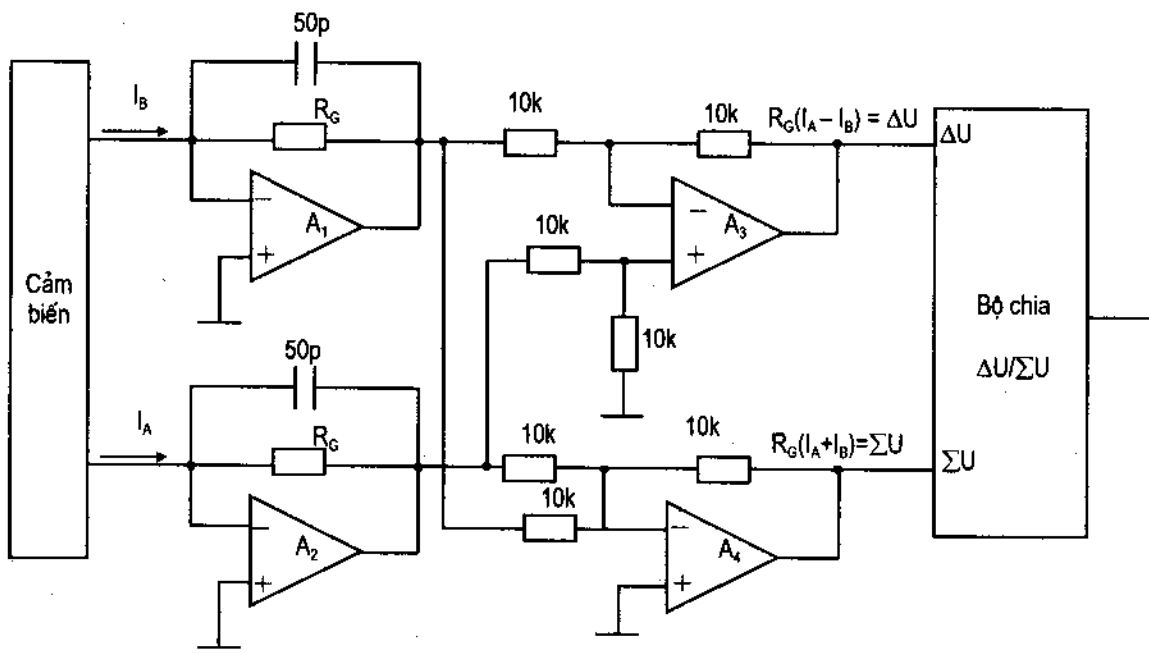
$$\frac{I_A - I_B}{I_A + I_B} = \frac{D-2a}{D} = 1 - \frac{2a}{D} \tag{2.87}$$

Như vậy, vị trí điểm S trên trục tọa độ được xác định với hiệu và tổng của dòng điện.



Hình 2.41. Cấu tạo của cảm biến quang

Hình 2.42 vẽ một mạch điện xử lý tín hiệu từ cảm biến hình 2.41.



Hình 2.42. Mạch điện xử lý tín hiệu từ cảm biến quang

g) Cảm biến ánh sáng

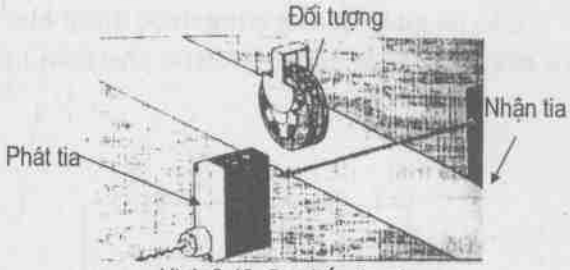
Cảm biến được dùng rộng rãi cho công việc này là các loại công tắc ánh sáng. Cảm biến này có cấu tạo từ phần phát gồm một đèn chiếu sáng thông thường hay hồng ngoại, phần thu.

Có hai loại công tắc ánh sáng : một loại phần phát và phần thu nằm về hai phía đối tượng cần phát hiện (hình 2.43), một loại phần phát và thu nằm về cùng một phía của đối tượng cần phát hiện, còn phía bên kia là gương phản xạ (hình 2.44).

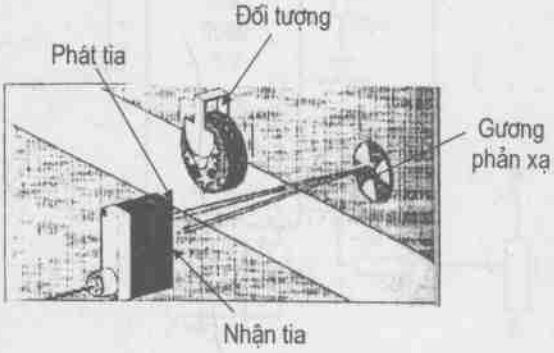
Quá trình che chắn tia:

Đối tượng cần phát hiện che chắn chùm tia phát ra làm ngắt quãng đường đi của tia sáng. Khi không có sự hiện diện của đối tượng gương gửi chùm tia sáng tới được bộ thu.

Quá trình phản chiếu: Đối tượng cần phát hiện phản chiếu chùm tia phát ra.



Hình 2.43. Sự chắn tia sáng



Hình 2.44. Sự chắn tia phản xạ

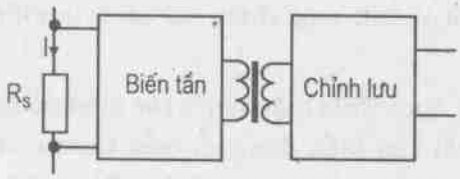
2.8. CẢM BIẾN DÒNG ĐIỆN

Tín hiệu vào mạch điều khiển thường là tín hiệu một chiều, điện áp thấp. Do đó, tín hiệu dòng điện đưa vào mạch điều khiển phải biến đổi thành một chiều điện áp thấp. Dòng điện động lực có thể là một chiều hay xoay chiều. Các cảm biến dòng điện cho mỗi loại dòng điện cũng khác nhau.

2.8.1. Cảm biến dòng điện một chiều

Đối với dòng điện một chiều, tín hiệu thường được lấy thông qua điện áp của một điện trở shunt $U = R_S.I$. Tín hiệu điện áp biến thiên tuyến tính với dòng điện.

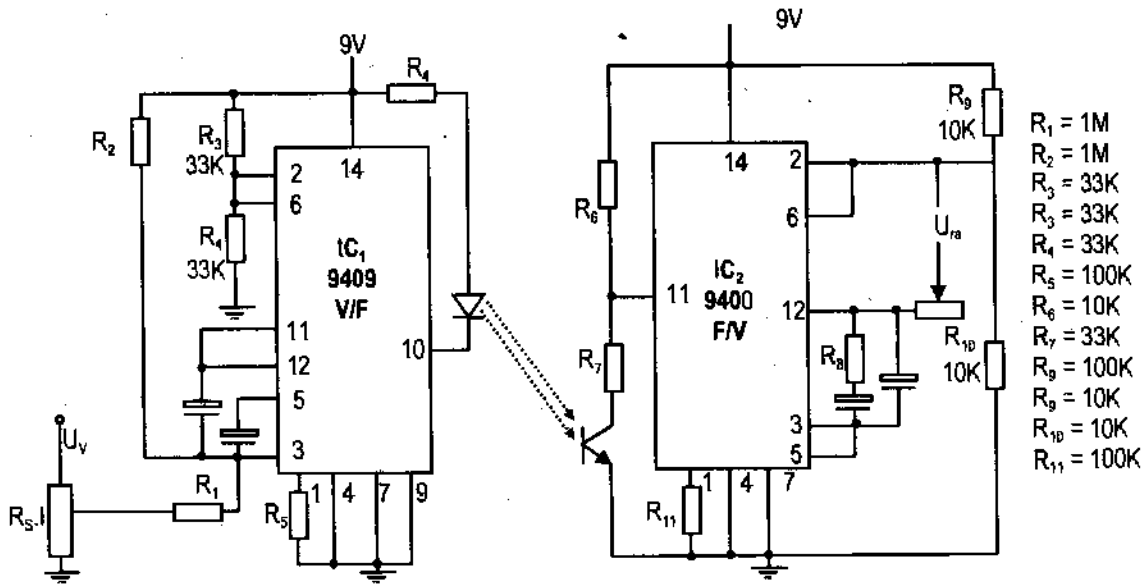
Phần lớn các mạch động lực cần lấy tín hiệu dòng điện có điện áp cao. Khi đưa tới mạch điều khiển có điện áp thấp phải được cách ly. Các mạch cách ly được dùng là mạch cách ly bằng biến áp hay các bộ ghép quang.



Hình 2.45. Cách ly tín hiệu một chiều

Nguyên lý cách ly bằng biến áp giới thiệu trên sơ đồ khối hình 2.45. Tín hiệu một chiều vào được biến đổi thành xoay chiều bằng mạch biến tần, qua biến áp biến đổi ngược lại thành một chiều bằng chỉnh lưu. Cách ly kiểu này muốn có sai số ít thường được thực hiện với tần số cao, do đó biến áp có lõi ferit.

Các bộ ghép quang cũng được dùng khá phổ biến trong bộ cách ly. Bộ biến đổi điện áp tần số và ngược lại hằng IC 9400 như trên hình 2.46 được dùng cho trường hợp này.



Hình 2.46. Cách ly tín hiệu một chiều bằng quang

IC 9400 là bộ biến đổi điện áp sang tần số và ngược lại. Khi đưa tín hiệu vào chân 3 và lấy ra ở cbân 10 (như nửa bên trái của hình 2.46), IC là bộ biến đổi diện áp sang tần số. Khi tín hiệu vào là các xung điện áp đưa vào chân 11 lấy ra ở chận 12 (như nửa bên phải hình 2.46) nó là bộ hiến đổi tần số sang điện áp.

Từ điện trở shunt, tín hiệu điện áp $R_S.I$ tỷ lệ dòng điện được đưa vào chân 3 của IC_1 9400. Dầu ra của IC_1 (chân 10) đưa tới LED của bộ ghép quang tranzitor. Các xung đòng điện chạy qua LED tạo nên xung điện áp có cùng tần số ở chân 11 của IC_2 9400. Sự thay đổi điện áp vào từ $R_S.I$, thay đổi tần số xung điện áp trên hộ ghép quang làm thay đổi điện áp ở chân 12 của IC_2 theo cùng tỷ lệ với U_V.

Việc cácb ly như hình 2.46 kbộng hoàn toàn triệt để, nó chỉ thực hiện cách ly được giữa mạch động lực với mạch điều khiển chính. IC_1 vẫn liên hệ điện với nguồn động lực. Do đó, nguồn cấp IC_1 9400 lâ một nguồn độc lập cần được cách ly với eác nguồn cấp còn lại của mạch điều khiển.

2.8.2. Cảm biến dòng điện xaay chiều

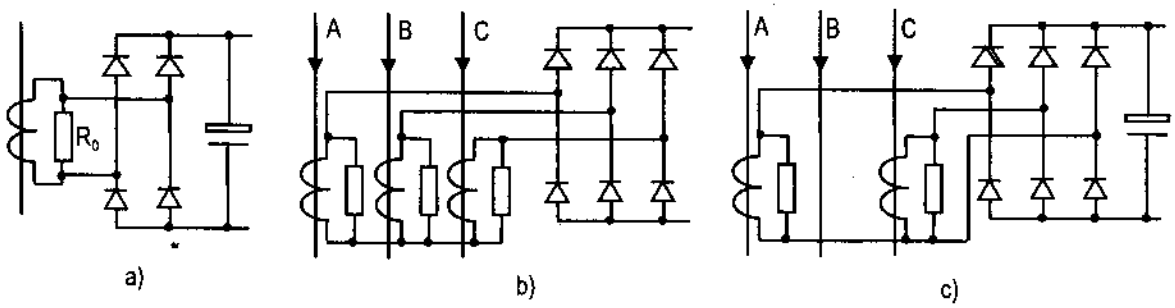
Dòng điện động lực xoay chiều cần được biến đổi thành một chiều và cách ly giữa động lực vâ điều khiển.

Cách ly dòng điện xoay chiều với mạch điều khiển được thực hiện hằng các biến đòng. Dòng điện thứ cấp của biến dòng chạy qua điện trở tải của biến dòng chuyển thành tín hiệu điện áp xoay chiều, qua chỉnh lưu có lọc tụ được hiến thành một chiều. Dòng điện xoay chiều đầu vào biến dòng tỷ lệ với điện áp đầu ra của chỉnh lưu. Hình 2.47 vẽ một số mạch lấy tín hiệu xoay chiều.

Hình 2.47a vẽ mạch lấy tín hiệu dòng điện một pha. Dòng điện thứ cấp biến dòng chạy qua điện trở R_0 (điện trở này dùng để biến đổi tín hiệu dòng điện thành điện áp $U_{bd} = R_0.I$ và bảo vệ biến dòng khỏi hở mạch) biến đổi thành tín hiệu điện áp xoay chiều. Điện áp xoay chiều được chỉnh lưu thành một chiều để đưa vào mạch điều khiển. Tín hiệu ra của chỉnh lưu được tính:

$$U_d = \sqrt{2}U_{bd} = \sqrt{2}.R_0.I$$

Các bộ nguồn ba pha, đặc biệt là các bộ chỉnh lưu ba pha, tín hiệu dòng điện tải một chiều thường được lấy từ các biến dòng như hình 2.47b, c.



Hình 2.47. Cảm biến dòng điện xoay chiều

Hình 2.47b cho một phương án lấy tín hiệu dòng điện bằng ba biến dòng. Điện áp tín hiệu ra của cảm biến:

$$U_d = \sqrt{2}.\sqrt{3}.R_0.I_f$$

Có thể dùng hai biến dòng để lấy tín hiệu dòng điện ba pha như trên hình 2.47c. Bởi vì dòng điện pha còn lại trong mạch ba pha được tính:

$$I_C = I_A + I_B \ (I_A + I_B + I_C = 0)$$

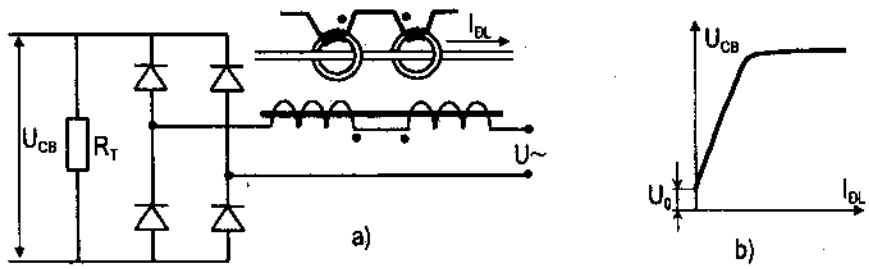
Sai số trong mạch cảm biến là có thể, nếu như điện trở tải quá nhỏ. Điện áp cảm biến bị sụt áp trên R_0 và sụt áp trên điốt chỉnh lưu.

Chú ý: không dùng biến dòng cho mạch có tần số thấp, ví dụ cho dòng điện roto động cơ không đồng bộ.

2.8.3. Cảm biến không dòng điện

Cảm biến không dòng điện thông báo dòng điện trong mạch động lực bằng 0. Mạch cảm biến không dòng điện bao gồm cuộn kháng bão hoà CK, dây dẫn động lực chạy qua lõi cuộn kháng. Sơ đồ mạch cảm biến có bộ chỉnh lưu với tải R_T, được cấp nguồn xoay chiều như hình 2.48. Cuộn kháng bão hòa được thiết kế từ hai cuộn dây quấn trên lõi ferit hình chữ O, chúng được mắc ngược chiều quấn dây, nhằm triệt tiêu những thành phần sức điện động cảm ứng, do thành phần đập mạch dòng điện động lực gây nên.

Nguồn cấp cho cảm biến không dòng điện được lấy từ một điện áp xoay chiều $U_\sim$ có trị số khoảng (10 ÷ 15)V. Khi dòng điện mạch động lực bằng 0, cuộn kháng bão hòa có điện cảm lớn, điện áp của nguồn cấp $U_\sim$ cho mạch cảm biến được đặt gần như toàn bộ trên điện cảm này, còn ở đầu ra (trên R_T) của bộ chỉnh lưu có điện áp gần như bằng 0. Khi dòng điện động lực tăng lên, điện cảm của cuộn dây giảm nhanh, khi đó điện áp nguồn lại đặt chủ yếu lên điện trở R_T. Đặc tính ngoài của cảm biến có dạng như trên hình 2.48b.



Hình 2.48. Cảm biến không dòng điện
a) Sơ đồ; b) Điện áp ra của cảm biến theo dòng điện động lực.

2.9. CẢM BIẾN TỐC ĐỘ

Cảm biến tốc độ cho tín hiệu đo hoặc là điện áp hoặc là tần số. Hình 2.49 giới thiệu một số cảm biến tốc độ quay.

Thông thường trên trục quay được đánh một hay nhiều dấu và một cảm biến ở phần không chuyển động sẽ ghi nhận sự chuyển động của các dấu này. Tần số đo được tỷ lệ với vòng quay n và số dấu k:

$$f = n.k$$

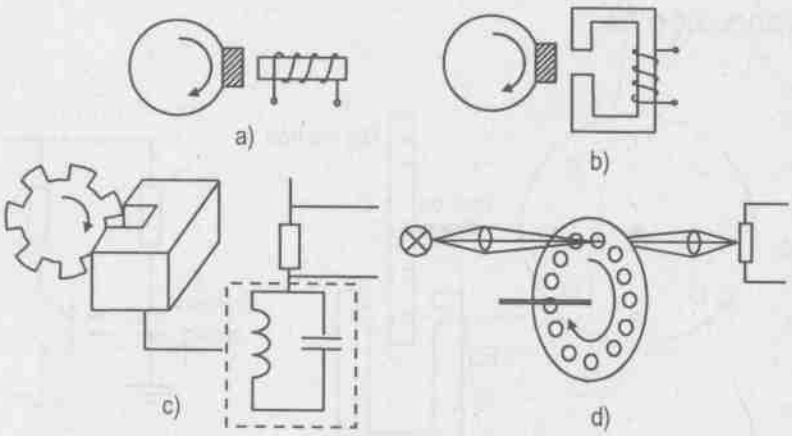
2.9.1. Cảm biến tốc độ quay bằng tự cảm

Trên trục quay được gắn một nam châm vĩnh cửu (hình 2.49a, b). Nam châm này làm thay đổi từ thông ($\frac{d\phi}{dt}$) qua cuộn dây cố định và do vậy cho ra một xung điện tự cảm.

Cường độ của xung tự cảm thay đổi theo vận tốc quay. Do đó loại cảm biến này không thích hợp với tốc độ quay quá nhỏ. Ngoài ra, lực hút giữa nam châm và lõi sắt của cuộn dây khá mạnh, do đó loại cảm biến này không thích hợp cho các trục quay có mômen quay bé.

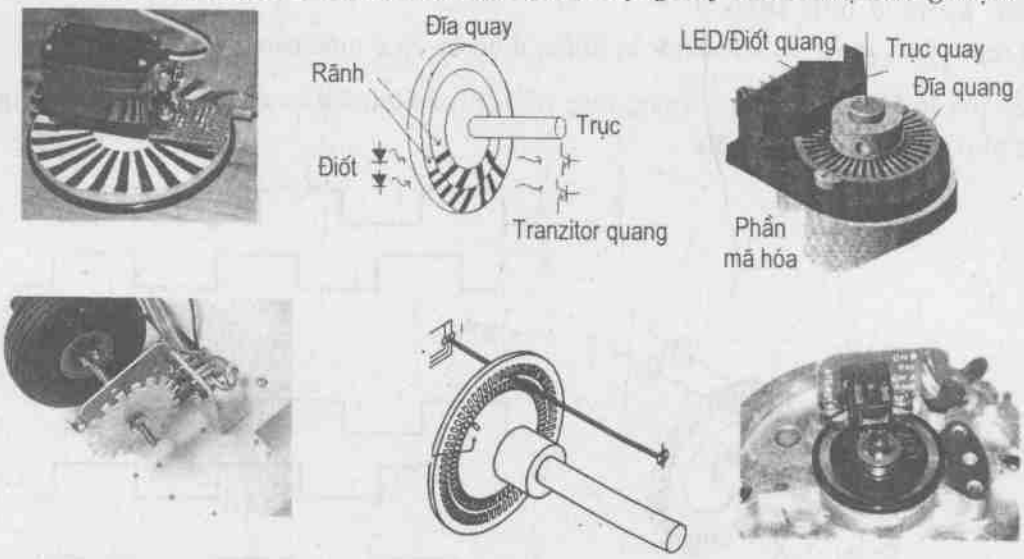
2.9.2. Cảm biến tốc độ quay bằng cảm ứng

Trong cảm biến loại này, có một cuộn dây với lõi sắt cố định (hình 2.49c). Các răng gắn trên trục quay làm thay đổi từ trở và do đó độ tự cảm cũng thay đổi trị số điện cảm ΔL. Với một mạch cầu ta được các xung điện mà cường độ tùy theo vận tốc vòng quay.



Hình 2.49. Một số loại cảm biến tốc độ quay

Ngoài ra, còn có các loại cảm biến đo tốc độ quay theo nguyên tắc từ trường khác. Cảm biến gồm hai cuộn dây hình thành một mạch dao động. Một đĩa răng kim loại gắn trên trục quay (hình 2.49c), khi một phiến răng kim loại đi qua khe không khí, các dòng điện xoáy được hình thành làm giảm sự kết nối giữa hai cuộn dây, dao động trong mạch bị ngừng. Sự ngừng dao động này cho ra một xung điện.



Hình 2.50. Hình dạng kết cấu và lắp đặt một số cảm biến tốc độ

2.9.3. Đo tốc độ quay bằng máy phát tốc

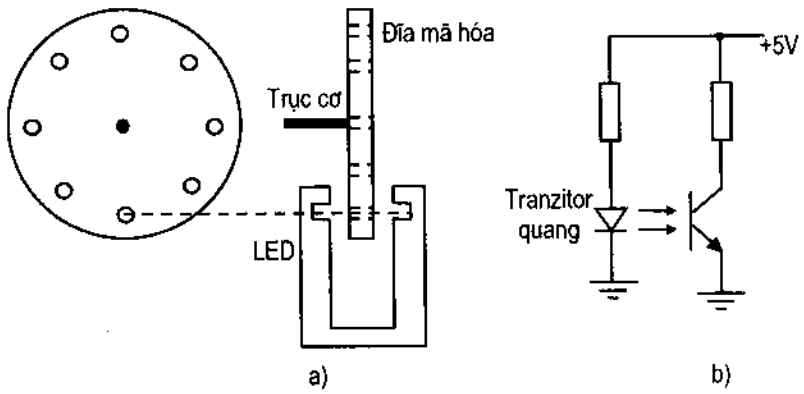
Máy phát điện một chiều (hình 2.51a) (thường kích từ là loại nam châm vĩnh cửu) được gắn trên trục cơ cấu quay. Khi phần ứng máy phát quay trên hai đầu ra của phần ứng xuất hiện một điện áp tương ứng sức điện động tỷ lệ tốc độ quay $E_{FT} = k.\phi.\omega$

Hình 2.51. Máy phát tốc dùng làm cảm biến tốc độ

Nhược điểm của máy điện một chiều là có cổ góp (cổ góp thường hay phải bảo dưỡng). Để tránh nhược điểm này máy phát tốc là máy phát đồng bộ một pha được sử dụng. Khi sử dụng máy phát tốc là loại máy xoay chiều tín hiệu lấy ra thường qua bộ chỉnh lưu (hình 2.51b).

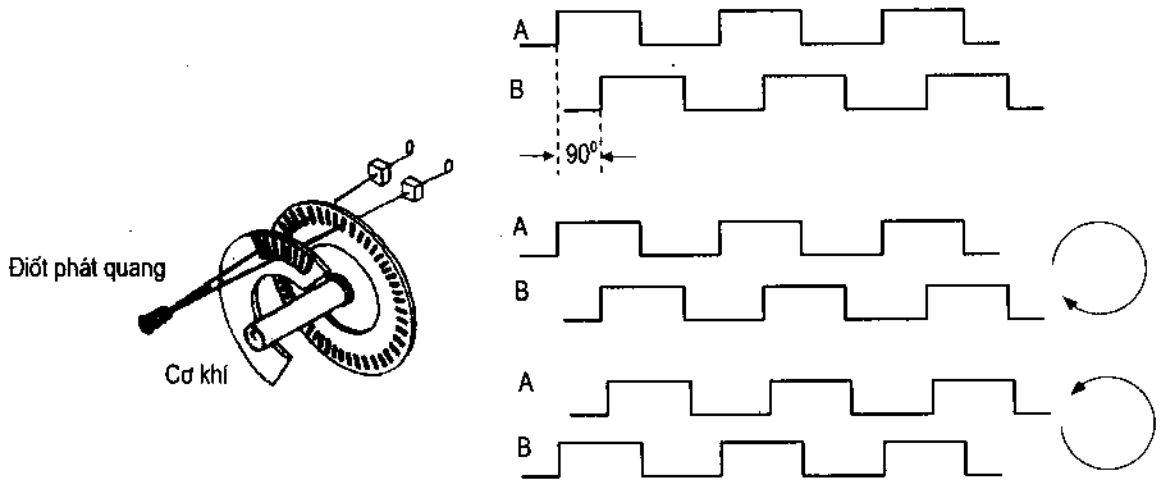
2.9.4. Đo tốc độ bằng quang điện tử

Hình 2.52a là sơ đồ sử dụng bộ cảm biến quang tốc độ. Đĩa mã hóa được gắn trên trục động cơ quay gồm các lỗ. Đĩa đặt giữa nguồn tia hồng ngoại dô điốt phát quang LED cung cấp và đầu thu là tranzitor quang (hình 2.52b). Khi đĩa quay tranzitor quang chỉ chuyển mạch nếu vị trí LED, lỗ, tranzitor quang thẳng hàng. Khi đó tranzitor dẫn, điện áp ra ở mức thấp. Khi đĩa ngăn ánh sáng thì tranzitor bị khóa, điện áp ra ở mức cao.



Hình 2.52. Cảm biến quang tốc độ

Kết quả là khi đĩa mã hóa quay, ứng với hình 2.52a, ở đầu ra có các xung vuông. Tần số xung phụ thuộc tốc độ của đĩa.



Hình 2.53. Cảm biến tốc độ có định chiều quay

Để xác định chiều quay (thuận, ngược) cần sử dụng bộ cảm biến kép gồm có hai LED, hai tranzitor và hai đĩa mã hóa (hình 2.53). Khi đĩa quay, nhận được hai xung chữ nhật lệch nhau 90^0. Chiều quay được xác định bằng vị trí tương đối của hai tín hiệu ra.

Khi trục bộ mã hóa quay một vòng, tia sáng bị ngắt n lần và gửi tín hiệu chữ nhật (A và B) vuông góc nhau. Sự lệch pha 90^0 điện của tín hiệu A và B cho phép xác định chiều quay:

– Theo chiều sườn lên của tín hiệu A tín hiệu B bằng 0.

– Theo chiều kia ở sườn xuống của tín hiệu A tín hiệu B bằng 1.

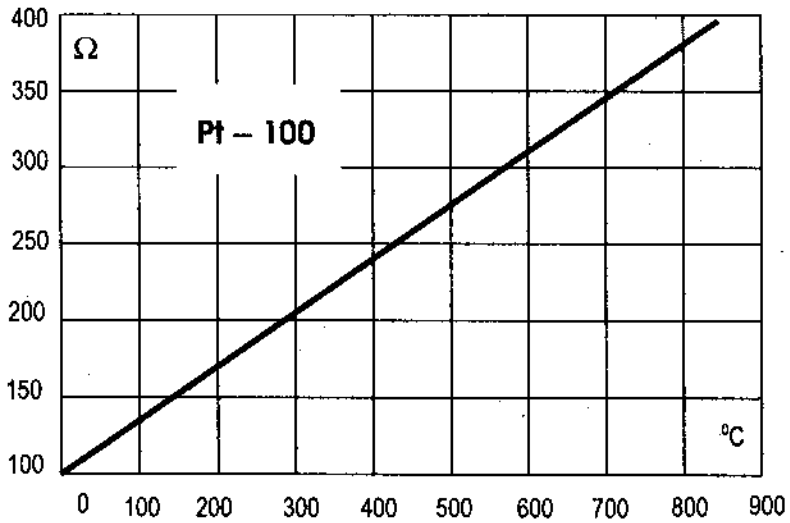
2.10. CÁC LOẠI CẢM BIẾN KHÁC

2.10.1. Cảm biến nhiệt độ

a) Nhiệt điện trở

Điện trở kim loại tăng khi nhiệt độ tăng. Để hiệu ứng này có thể sử dụng tốt được trong việc đo nhiệt độ thì vật liệu làm cảm biến nhiệt điện trở phải có hệ số nhiệt độ lớn. Điều đó có nghĩa là điện trở thay đổi khá lớn theo nhiệt độ. Ngoại ra các tính chất của kim loại không được thay đổi nhiều sau một thời gian dài làm việc. Hệ số nhiệt độ không thay đổi theo nhiệt độ, áp suất và không bị ảnh hưởng bởi các hóa chất. Điện trở R thay đổi theo nhiệt độ T theo biểu thức:

$$R(T) = R_0(1 + A.T + B.T^2 + C.T^3 + ...) \quad (2.88)$$



Hình 2.54. Đặc tính của Pt – 100

b) Các vật liệu làm nhiệt điện trở

Platin là vật liệu làm cảm biến nhiệt điện trở được sử dụng rộng rãi nhất. Các tính chất của loại nhiệt điện trở này được quy định theo tiêu chuẩn quốc tế DIN IEC 751. Theo tiêu chuẩn này dải đo nhiệt độ của nhiệt điện trở platin từ –200°C đến 850°C.

Một số loại nhiệt điện trở Platin: Pt – 100 có điện trở ở 0°C là 100Ω , Pt – 300 có điện trở ở 0°C là 300Ω, Pt – 500 có điện trở ở 0°C là 500Ω, Pt – 1000 có điện trở ở 0°C là 1000Ω, những loại có điện trở lớn có độ nhạy cao hơn.

Điện trở của nhiệt điện trở Pt – 100 được vẽ trên hình 2.54.

Nhiệt điện trở niken so với platin rẻ tiền hơn và có hệ số nhiệt điện trở cao hơn. Tuy nhiên dải đo chỉ từ –60° đến 250°C. Trên 350°C niken có sự thay đổi về pha. Đặc trưng kỹ thuật của nhiệt điện trở niken được xác định theo tiêu chẩn DIN 43760.

2.10.2. Cảm biến nhiệt độ với vật liệu silic

Nhiệt điện trở silic dựa trên nguyên tắc "Điện trở phân trải" bắt nguồn từ cách đo điện trở suất của các phiến bán dẫn theo "phương pháp kim". Điện trở R được xác định từ biểu thức:

$$R = \frac{\rho}{\pi}.d$$

R – điện trở của cảm biến nhiệt;

ρ – điện trở suất của silic;

d – đường kính của kim đo.

Trong biểu thức này điện trở suất ρ của silic phụ thuộc nhiệt độ. Bởi vì, điện dẫn suất δ của chất bán dẫn phụ thuộc vào nồng độ (p và n), độ linh động (μ_p và μ_n) của electron và lỗ trống.

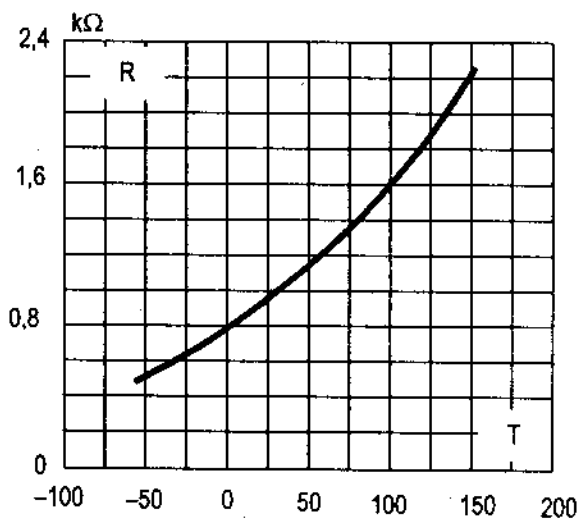
$$\delta = 1/\rho = q(\mu_p.p + \mu_n.n) \quad (2.89)$$

Nồng độ và độ linh động đều phụ thuộc vào nhiệt độ.

Đặc tính kỹ thuật của một cảm biến nhiệt độ với vật liệu silic loại KTY 81 của công ty Philips được vẽ trên hình 2.55. Riêng loại KTY 84 được chế tạo đặc biệt nên có thể làm việc tới 300°C.

Nhiệt độ cao nhất của hầu hết các loại cảm biến silic do hãng Philips chế tạo bị giới hạn ở 150°C, lý do là chân nối vào chip không ổn định với nhiệt độ cao và khi quá 150°C sự dẫn điện của tải thuần trở bắt đầu hoạt động.

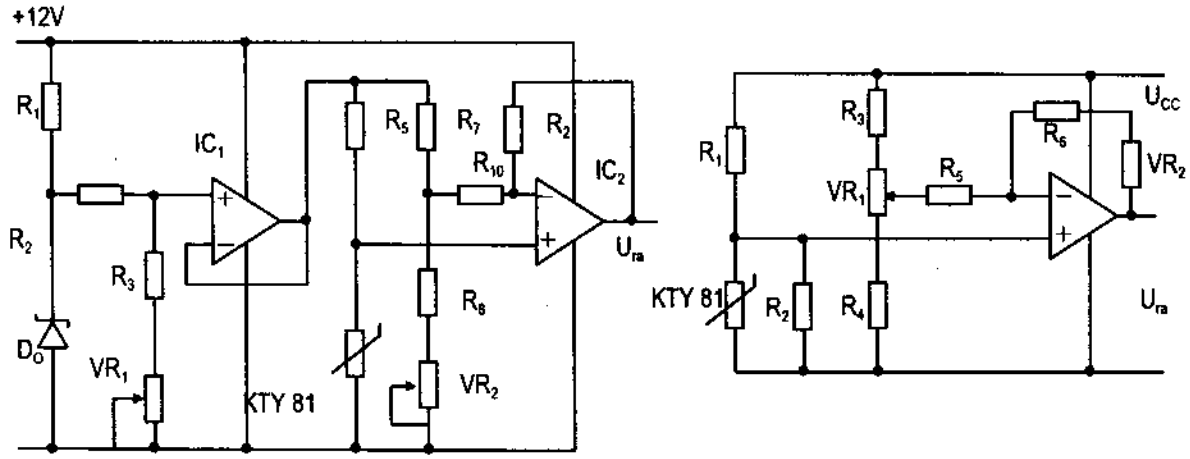
Trong bảng 2.1 giới thiệu một số loại cảm biến do hãng Philips chế tạo



Hình 2.55. Đặc tính kỹ thuật của KTY 81

Bảng 2.1. Thông số của một số cảm biến nhiệt.

	$R_{25}(\Omega)$	ΔR	T°
KTY 81–1	1000	±1% ÷ ±5%	–55 ÷ 150
KTY 81–2	2000	±1% ÷ ±5%	–55 ÷ 150
KTY 82–1	1000	±1% ÷ ±5%	–55 ÷ 150
KTY 82–2	2000	±1% ÷ ±5%	–55 ÷ 150
KTY 83–1	1000	±1% ÷ ±5%	–55 ÷ 175
KTY 84–1	1000 (R_{100})	±3% ÷ ±5%	–40 ÷ 300
KTY 85–1	1000	±1% ÷ ±5%	–40 ÷ 125

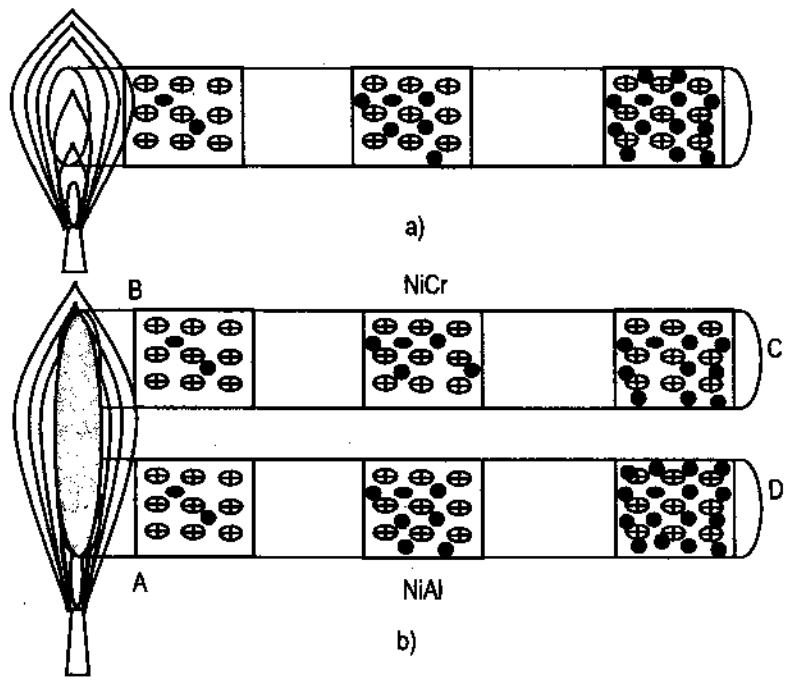


Hình 2.56. Sơ đồ ví dụ sử dụng cảm biến KTY

2.10.3. Cặp nhiệt ngẫu

a) Hiệu ứng nhiệt – điện

Biết rằng, hai kim loại khác nhau hàn nối với nhau và kín mạch, nếu điểm tiếp xúc của hai kim loại này có nhiệt độ khác nhau sẽ xuất hiện một sức điện động (sđđ) nhiệt.



Hình 2.57. Hiện tượng nhiệt – điện
a) của dây đồng; b) của NiAl và NiCr.

Bản chất của hiện tượng này là năng lượng của các điện tử tự do có khả năng sinh dòng điện trong các kim loại khác nhau thay đổi không giống nhau khi nhiệt độ thay đổi. Hình 2.57 là một thanh đồng được đốt nóng ở một đầu còn đầu kia giữ ở nhiệt độ môi trường. Với năng lượng nhiệt khá lớn, các ion đồng bị rung động rất mạnh. Đến nhiệt độ 1084,5°C cấu trúc mạng tinh thể đồng bị phá vỡ, đồng đạt đến nhiệt độ nóng chảy. Ở nhiệt độ thấp hơn nhiệt độ nóng chảy, các electron tự do trong đồng có vận tốc lớn hơn ở nhiệt độ môi trường, chỉ có một số electron ở lại vùng nhiệt độ cao, đa số dồn về phần nguội hơn của dây đồng. Như vậy, với hiệu ứng nhiệt điện, mật độ electron ở phần nóng của dây đồng bị làm nghèo đi và phần lạnh mật độ electron được gia tăng. Do đó phần nóng của dây đồng có điện tích dương và phần lạnh mang điện tích âm.

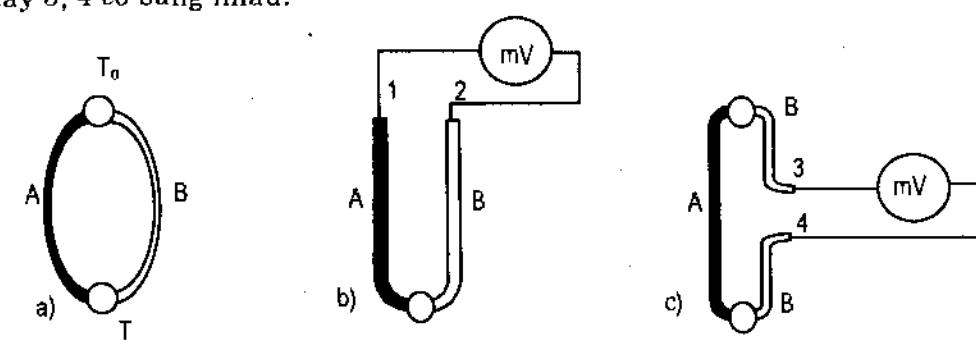
Hai kim loại khác nhau (NiAl – dây niken pha 1,3% Al để chịu nhiệt tốt hơn, NiCr) được nối chung với nhau một đầu. Đầu nối chung được nung tới nhiệt độ cao và hai đầu kia được giữ ở nhiệt độ môi trường. Hiệu quả của hiện tượng này cũng như trên là đầu có nhiệt độ cao có điện tử tích tụ ít hơn đầu có nhiệt độ môi trường. Mặt khác đầu nguội của dây NiAl có mật độ điện tử cao hơn dây NiCr vì các điện tử trong dây NiAl dịch chuyển dễ gấp 4 lần so với điện tử trong NiCr. Do đó, giữa hai đầu dây C, D có điện áp.

b) Cặp nhiệt ngẫu

Sđđ nhiệt E_{AB} của hai kim loại (hình 2.58a) bằng tổng sđđ của các tiếp điểm và phụ thuộc nhiệt độ của các tiếp điểm này

$$E_{AB(T,T0)} = e_{AB(T)} + e_{BA(T0)} = e_{AB(T)} - e_{AB(T0)} \quad (2.90)$$

Như vậy sđđ nhiệt có ở hai đầu của những kim loại khác nhau bằng hiện sđđ trên các đầu của chúng. Từ (2.90) thấy rằng nếu nhiệt độ trên các đầu nối của cặp nhiệt ngẫu như nhau thì sđđ bằng 0. Sđđ này không phụ thuộc cách nối dây đo. Dây đo có thể nối tới hai đầu còn lại của các kim loại (hình 2.58b) hay cắt đôi một kim loại (hình 2.58c), các cách nối này không làm ảnh hưởng tới sđđ nhiệt, mặc dù nhiệt độ tại các điểm 1,2 hay 3, 4 có bằng nhau.



Hình 2.58. Sơ đồ nối cặp nhiệt ngẫu từ các kim loại khác nhau

Nếu điện trở của mạch cặp nhiệt ngẫu giữ không đổi, thì dòng điện chạy qua mạch đo tỷ lệ với sđđ, nghĩa là tỷ lệ với độ chênh nhiệt của điểm đo với nhiệt độ môi trường.

Các hãng hiện nay chế tạo một số loại cặp nhiệt ngẫu:

Bằng hợp chất *platin rôđi – platin*, trong đó cực dương là hợp chất platin – rôđi (platin 90%, rôđi 10%) cực âm là platin. Loại cặp nhiệt ngẫu này được phép làm việc đến 1300°C khi làm việc dài hạn và đến 1600°C khi làm việc ngắn hạn.

Cặp nhiệt bằng *crom – nhôm*, cực dương là crom còn cực âm là nhôm. Loại cặp nhiệt này nếu làm việc dài hạn được dùng tới 1000°C, còn ngắn hạn tới 1300°C.

Cặp nhiệt bằng *crom – coban*, với cực dương là crom và cực âm là coban. Loại cặp nhiệt này làm việc dài hạn tới 600°C và ngắn hạn tới 800°C.

Cặp nhiệt được chế tạo bằng *sắt – coban* có các đặc tính làm việc như loại crom – cohan.

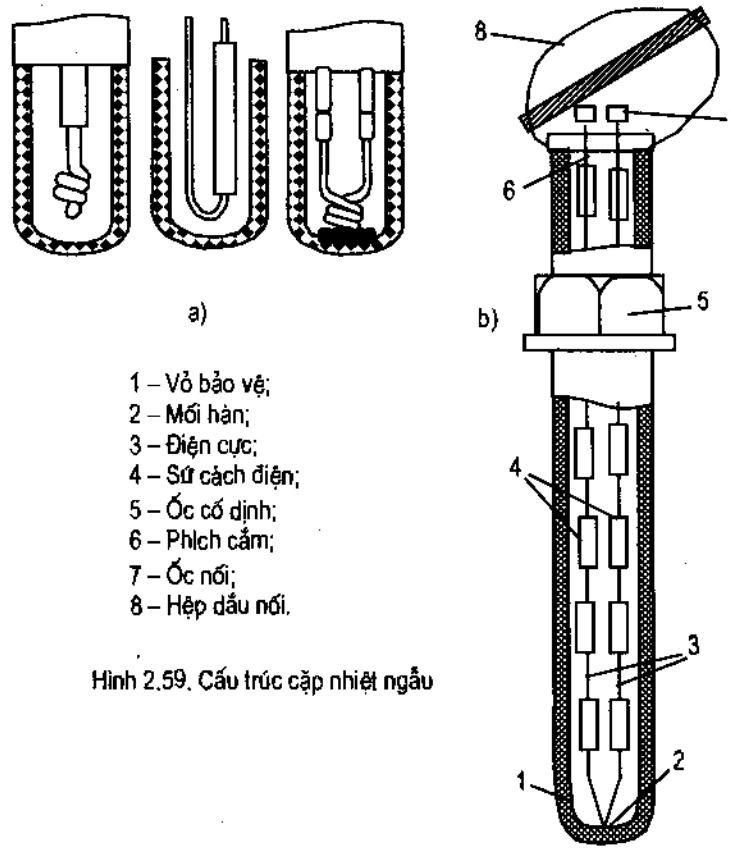
Ở nhiệt độ thấp người ta dùng loại cặp nhiệt *đồng – coban*.

Những loại cặp nhiệt làm việc ở nhiệt độ cao được chế tạo từ hợp chất platin – rôđi, trong đó cực dương là loại hợp chất có 13% rôđi và cực âm cùng loại hợp chất này nhưng chỉ có 6% rôđi nó cho làm việc đến 1800°C.

Cặp nhiệt với cực dương bằng cacbon sạch loại C_2 hay C_3 cực âm bằng titan, cho phép làm việc trong khoảng (800 ÷ 2500)°C.

c) Cấu trúc của cặp nhiệt

Hình 2.59 là cấu trúc của cặp nhiệt. Dây dẫn điện cực 3 được nối bằng mối nối 2 đặt trong vỏ bọc 1 bằng kim loại, bằng sứ hay bằng vật liệu khác. Các điện cực được định vị trong chuỗi sứ cách điện 4. Kết nối với mạch ngoài bằng phích cắm 6 và vít 7 nằm trong hộp nối dây. Chiều dài cặp nhiệt ngẫu tùy thuộc đối tượng cần đo.



1 – Vỏ bảo vệ;
2 – Mối hàn;
3 – Điện cực;
4 – Sứ cách điện;
5 – Ốc cố định;
6 – Phích cắm;
7 – Ốc nối;
8 – Hộp dấu nối.

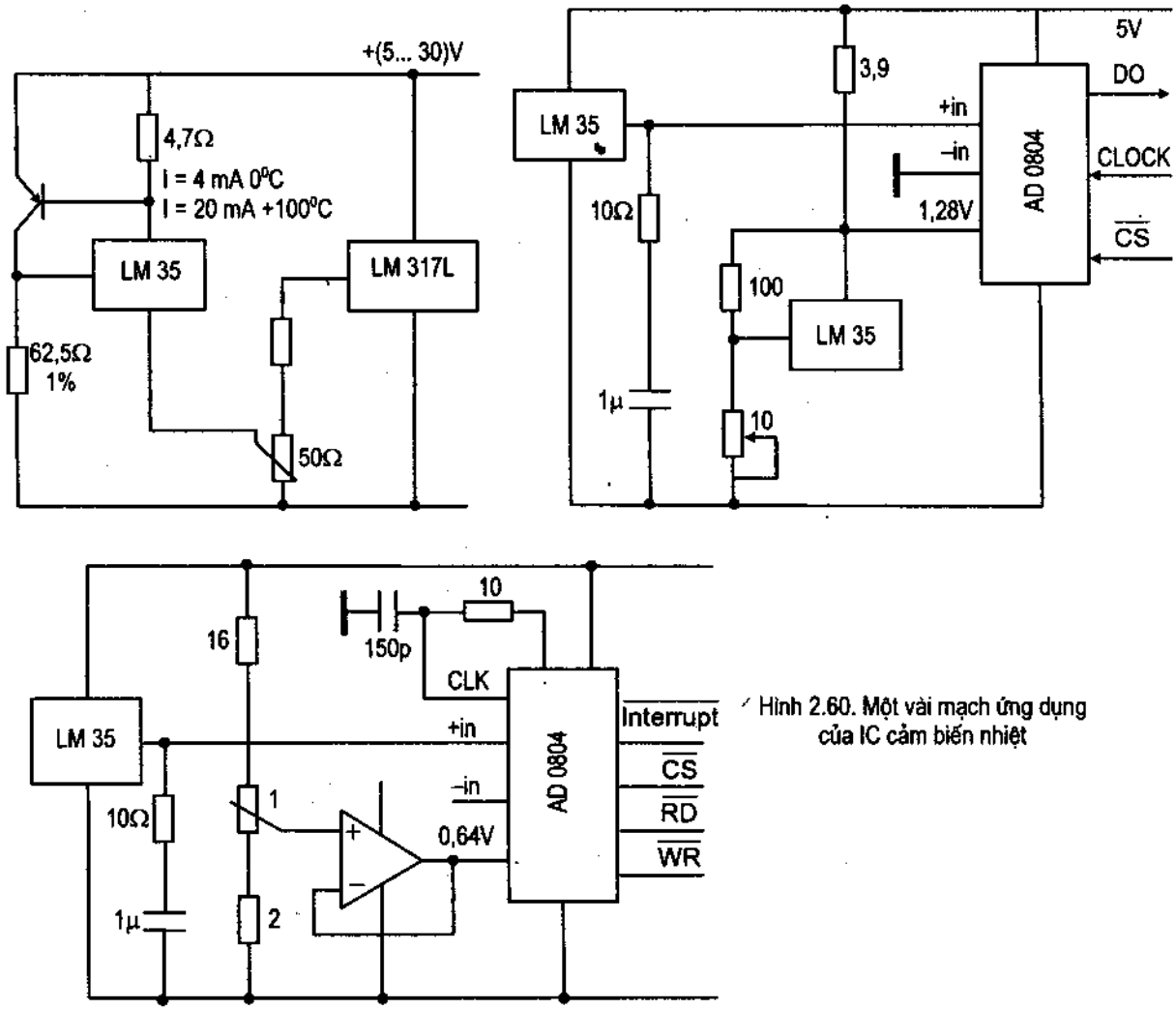
Hình 2.59. Cấu trúc cặp nhiệt ngẫu

Bảng 2.2. Đặc tính kỹ thuật của các cặp nhiệt ngẫu thông dụng

Cặp nhiệt ngẫu	Dải nhiệt độ làm việc °C	Sức điện động mV	Độ chính xác
Đồng – Constantan ϕ = 1,63 mm	–270 ÷ 370	–0,258 ÷ 19,027	(–100°C ÷ 40°C): ± 2% (–40°C ÷ 160°C): ± 0,8% (100°C ÷ 360°C): ± 0,75%
Sắt – Constantan ϕ = 3,25 mm	–210 ÷ 800	–8,095 ÷ 45,498	(0°C ÷ 400°C): ± 3% (400°C ÷ 800°C): ± 0,75%
Crom – Nhôm ϕ = 3,25 mm	–270 ÷ 1250	–5,354 ÷ 50,633	(0°C ÷ 400°C): ± 3% (400°C ÷ 1260°C): ± 0,75%
Crom – Constantan ϕ = 3,25 mm	–276 ÷ 870	–9,835 ÷ 66,473	(0°C ÷ 400°C): ± 3% (400°C ÷ 1260°C): ± 0,75%
Platin – Rôđi (10%)/ Platin ϕ = 3,25 mm	–50 ÷ 1500	–0,238 ÷ 15,576	(0°C ÷ 600°C): ± 2,5% (600°C ÷ 1500°C): ± 0,4%
Platin – Rôđi (13%)/ Platin ϕ = 3,25 mm	–50 ÷ 1500	–0,226 ÷ 17,445	(0°C ÷ 538°C): ±1,4% (538°C ÷ 1500°C): ± 0,25%
Platin – Rôđi (30%)/ Platin ϕ = 3,25 mm	0 ÷ 1700	0 ÷ 12,426	(670°C ÷ 1700°C): ±0,5%
Vonfram – Reni (5%)/ Vonfram – Reni (26%)	0 ÷ 2700	0 ÷ 38,45	

2.10.4. IC cảm biến nhiệt độ

Nhiều hãng lớn trên thế giới đã chế tạo IC bán dẫn để đo và điều chỉnh nhiệt độ rất tiện lợi. Trong mạch tổ hợp, cảm biến nhiệt thường là điện áp của lớp chuyển tiếp pn trong một tranzitor lưỡng cực. Texas Instruments có STP 35A/B/C; National Semiconductor có LM35...



Hình 2.60. Một vài mạch ứng dụng của IC cảm biến nhiệt

2.11. CHUYỂN ĐỔI SỐ – TƯƠNG TỰ VÀ TƯƠNG TỰ – SỐ

Trong các hệ thống điều khiển số hiện đại, việc chuyển đổi từ tín hiệu vật lý (tín hiệu tương tự) thành tín hiệu số để đưa vào mạch điều khiển và biến đổi ngược từ tín hiệu số thành tương tự để đưa tới các mạch đo và điều khiển khác là việc làm cần thiết.

2.11.1. Chuyển đổi số – tương tự (biến đổi D/A)

Mạch chuyển đổi số – tương tự (D/A) là một mạch dùng để chuyển đổi các tín hiệu số thành tín hiệu tương tự. Mạch D/A cần phải biến đổi các nhóm xung khác nhau thành một mức độ điện áp hay một cường độ dòng điện tương ứng nào đó.

Người ta sử dụng ba phương pháp chính trong mạch D/A là:

– Phương pháp tạo ra điện áp.

– Phương pháp tạo ra dòng điện.

– Phương pháp nhân.

a) D/A theo phương pháp điện áp

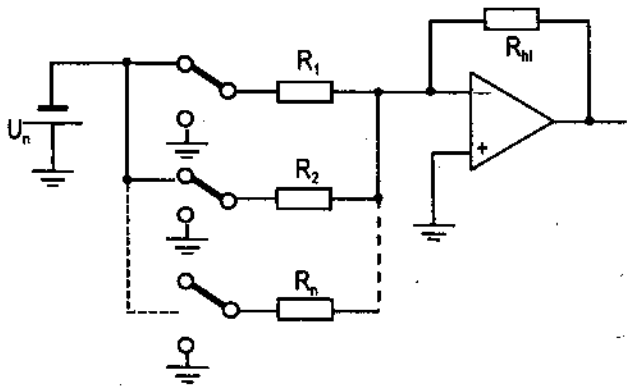
Có hai loại mạch D/A theo phương pháp điện áp:

– Dạng mạch với điện trở có trọng số khác nhau.

– Dạng mạch với điện trở hình thang.

a1) Mạch với điện trở có trọng số khác nhau

Hình 2.61 vẽ một mạch D/A dạng này. Mạch gồm một nguồn điện áp chuẩn, các chuyển mạch, các điện trở có giá trị lần lượt là: R, $\frac{R}{2}, \frac{R}{4}, \ldots\ldots, \frac{R}{2^{n-1}}$ và một KĐTT. Khi một công tắc nào đó đóng thì đầu vào của KĐTT được cấp một dòng điện. Như vậy điện áp ra phụ thuộc công tắc nào được đóng, tức là phụ thuộc vào giá trị của bit tương ứng trong tín hiệu số được đưa vào mạch chuyển đổi.



Hình 2.61. Mạch D/A với các điện trở có trọng số khác nhau

Điện áp đầu ra có thể được viết:

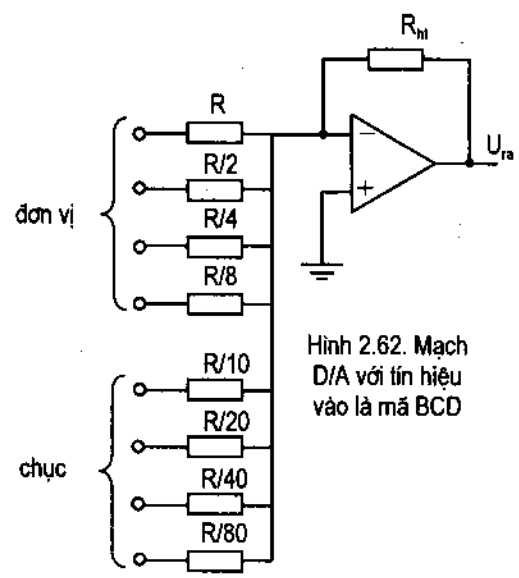
$$U_{ra} = -U_n \frac{R_{ht}}{R}(2^{n-1}\mathbf{B}^{n-1} + 2^{n-2}\mathbf{B}^{n-2} + \ldots\ldots\ldots + 2^1\mathbf{B}^1 + 2^0\mathbf{B}^0) \qquad (2.91)$$

Từ biểu thức (2.91) thấy rằng: thành phần $U_n \frac{R_{ht}}{R}$ là một hằng số cho nên điện áp ra tỷ lệ với biểu thức trong ngoặc đơn.

Ví dụ đưa vào mạch chuyển đổi tín hiệu số là 1011, các công tắc thứ nhất, hai và tư đóng và điện áp ra sẽ là:

$$U_{ra} = -U_{ch}\frac{R_{ht}}{R}\left(2^3 + 2^1 + 2^0\right) = -U_{ch}\frac{R_{ht}}{R}$$

Trong trường hợp nếu sử dụng tín hiệu số dưới dạng mã BCD thì các điện trở hợp thành từng nhóm bốn điện trở một, mỗi nhóm có giá trị gấp 10 lần nhóm kế cận. Trên hình 2.62 vẽ sơ đồ mạch với hai số hạng BCD là hàng đơn vị và hàng chục.



Hình 2.62. Mạch D/A với tín hiệu vào là mã BCD

a2) Dạng mạch với điện trở hình thang

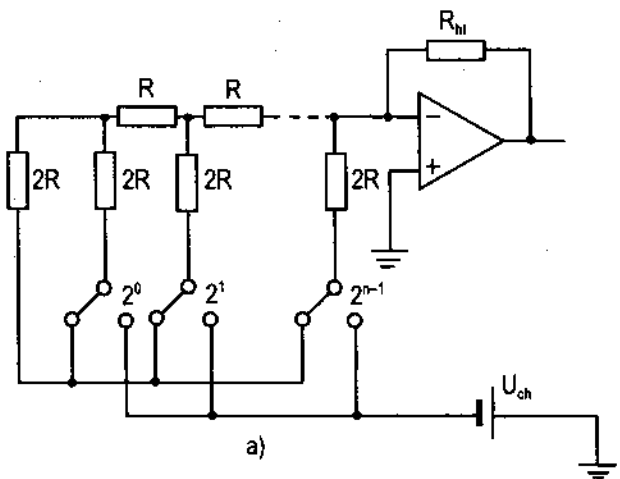
Trên hình 2.63a vẽ một mạch D/A với điện trở hình thang. Mạch gồm hai điện trở có trị số R và 2R mắc theo hình thang với nhiều công tắc điện (mỗi công tắc một bit) và một điện áp chuẩn U_{ch}. Điện áp ra của mạch được tính:

$$U_{ra} = -U_n \frac{R_{ht}}{2^n R}(2^{n-1}\mathbf{B}^{n-1} + 2^{n-2}\mathbf{B}^{n-2} + \dots\dots\dots + 2^1\mathbf{B}^1 + 2^0\mathbf{B}^0) \qquad (2.92)$$

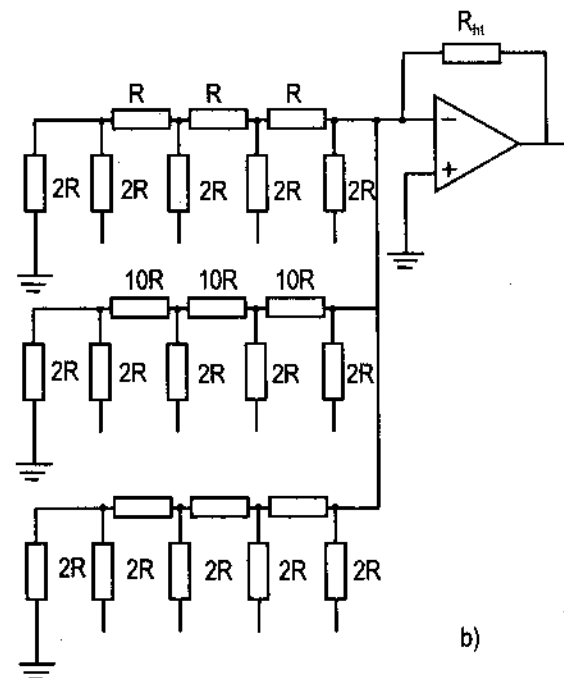
Trong đó B^0 đến B^{n-1} là các giá trị bit 0 và 1.

Ví dụ một mạch D/A 5 bit, tín hiệu vào là 10101 hệ 2. Từ công thức trên ta có:

$$U_{ra} = -U_n \frac{R_{ht}}{2^5 R}(2^4 + 2^2 + 2^0) = -U_n \frac{R_{ht}.21}{R.32} \qquad (2.93)$$



Hình 2.63. Mạch D/A với điện trở hình thang



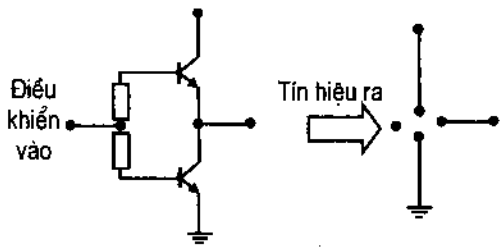
Trong trường hợp muốn dùng loại mạch này cho các tín hiệu đầu vào dạng mã BCD 8421 ta mắc sơ đồ như hình 2.63b. Với sơ đồ này, phần chính của mạch không thay đổi nhưng cần có thêm các điện trở 9R và 99R để làm giảm dòng điện theo tỷ lệ cần thiết.

Các bộ biến đổi ở trên, đầu vào có thể dùng bộ chuyển mạch hình 2.64. Đây là một chuyển mạch, hoặc nối với $U_{chuẩn}$ hay với 0V.

Tùy theo điện áp điều khiển mà tranzitor npn hay pnp sẽ bão hòa và nối đầu ra lên điện áp chuẩn hay xuống 0V. Mạch có ưu điểm là hoạt động giống như một khóa lý tưởng vì điện trở trong của tranzitor ở trạng thái bão hòa thấp và có giá trị đối xứng cho cả hai vị trí.

b) Mạch D/A chế tạo theo phương pháp dòng điện

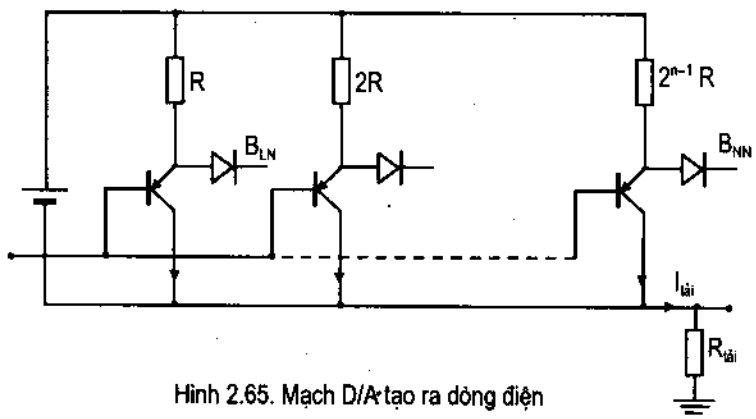
Mạch D/A đã nói ở trên được chế tạo trên cơ sở của KĐTT, chúng bị giới hạn bởi đặc tính của KĐTT, ví dụ tần số làm việc không cao, trong nhiều ứng dụng cần tạo một dòng điện đầu ra có cường độ tỷ lệ với tín hiệu số ở đầu vào mạch dùng KĐTT khó thực hiện được.



Hình 2.64. Chuyển mạch dùng tranzitor

Mạch hình 2.65 là sơ đồ đơn giản của D/A chế tạo theo phương pháp dòng điện. Mỗi tranzitor và điện trở emitor là một nguồn dòng. Cường độ của nguồn dòng này thay đổi theo giá trị bit đưa vào. Mỗi nguồn được điều khiển bởi bit tương ứng. Nếu bit có giá trị là 1 điốt khóa nguồn dòng hoạt động và cung cấp một dòng điện ra tải. Nếu bit vào bằng 0 điốt dẫn làm cho tranzitor khóa.

Như vậy, bit nào bằng 1 sẽ cung cấp một nguồn dòng tương ứng cho mạch tải. Tín hiệu có thể là dòng điện $I_{tải}$ hay điện áp.



Hình 2.65. Mạch D/A tạo ra dòng điện

2.11.2. Bộ biến đổi tương tự – số (A/D)

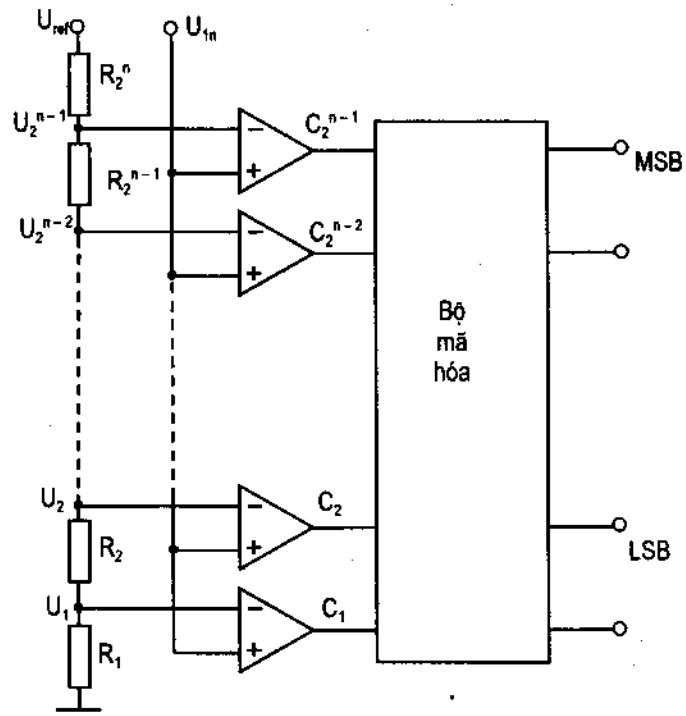
Mạch chuyển đổi tương tự – số gọi tắt là mạch A/D (hay ADC – Analog Digital Converter). Có nhiều phương pháp thể hiện mạch A/D. Ở đây chỉ giới thiệu một số mạch cơ bản.

a) Mạch A/D kiểu so sánh song song

Trên hình 2.66 là sơ đồ mạch A/D kiểu so sánh song song. Một mạch A/D n bit như thế này cần 2^{n-1} bộ so sánh (ký hiệu từ C_1 đến C_2^{n-1} và 2^n điện trở), đầu ra của bộ so sánh được đưa tới bộ mã hóa.

Điện áp vào tương tự được chia thành các nấc, qua các bộ so sánh, đầu ra của các bộ so sánh thay đổi ngưỡng ở mỗi mức điện áp vào. Bộ mã hoá có nhiệm vụ biến đổi để phù hợp với các ngưỡng đầu vào.

Để minh họa hoạt động của mạch này, ta xét ví dụ một mạch A/D 3 bit trên hình 2.67. Bộ mã hoá được thiết kế theo bảng 2.2. Điện áp vào thay đổi từ 0 đến U_0. Đầu vào được chia thành 8 dải điện áp. Sáu trong tám dải có giá trị là $\Delta U = \frac{U_0}{7}$ hai đầu có giá trị $\Delta U = \frac{U_0}{14}$. Khi đầu vào có giá trị nhỏ hơn $\frac{U_0}{14}$ thì đầu ra sẽ là 000, khi điện áp vào có giá trị từ $\frac{U_0}{14}$ đến $\frac{3.U_0}{14}$ đầu ra tương ứng 001.

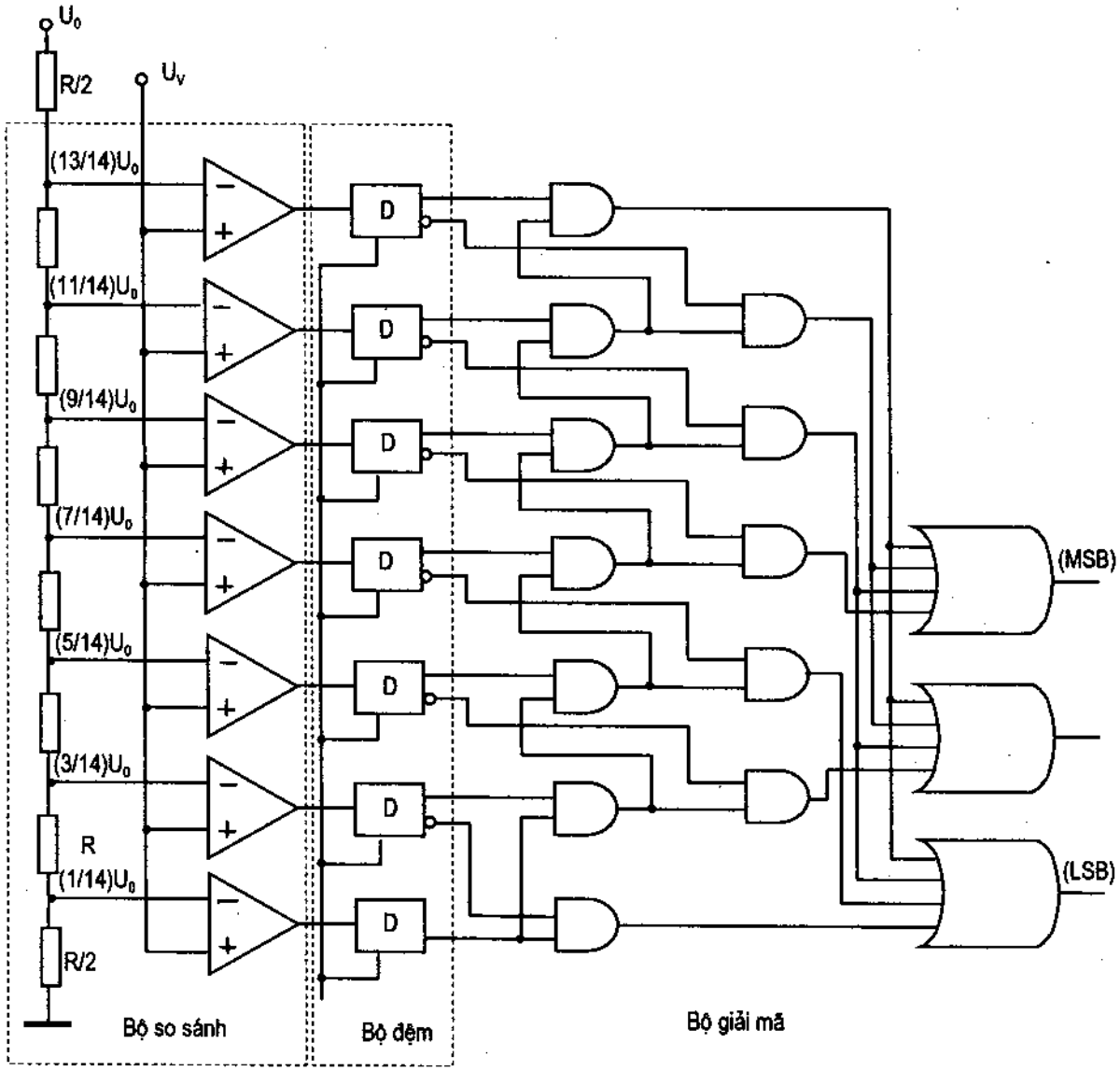


Hình 2.66. Mạch AD kiểu so sánh song song

Tương tự như vậy có thể xác định được đầu ra với bất kỳ giá trị đầu vào nào.

Bảng 2.3.

	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7	C	B	A
Y_0									0	0	0
Y_1	1	1							0	0	1
Y_2	1	1	1						0	1	0
Y_3	1	1	1	1					0	1	1
Y_4	1	1	1	1	1				1	0	0
Y_5	1	1	1	1	1	1			1	0	1
Y_6	1	1	1	1	1	1	1		1	1	0
Y_7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

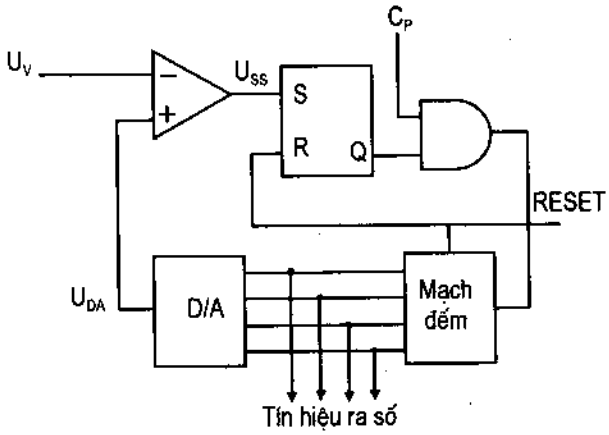


Hình 2.67. Mạch A/D 3 bit kiểu so sánh song song

b) Mạch A/D kiểu đếm

Trên hình 2.68 vẽ mạch A/D kiểu đếm. Mạch gồm các phần tử: một so sánh, một trigơ FF RS, một cổng AND để đóng mở xung nhịp C_P từ bộ dao động chuẩn, một mạch đếm n bit và một mạch D/A n bit.

Ban đầu, mạch đếm và FF được RESET, nên điện áp ra U_{DA} bằng 0V và cổng AND mở cho xung nhịp vào mạch đếm. Khi điện áp vào $U_V > U_{DA}$, U_{SS} ở mức thấp. U_{DA} tăng dần theo hình bậc thang, cho đến khi U_{DA} vừa đủ lớn hơn U_V, U_{SS} chuyển lên mức cao làm cho Q = 0 khóa cổng AND. Lúc này tín hiệu trong mạch đếm là tín hiệu số n bit tương ứng của tín hiệu tương tự vào U_V.

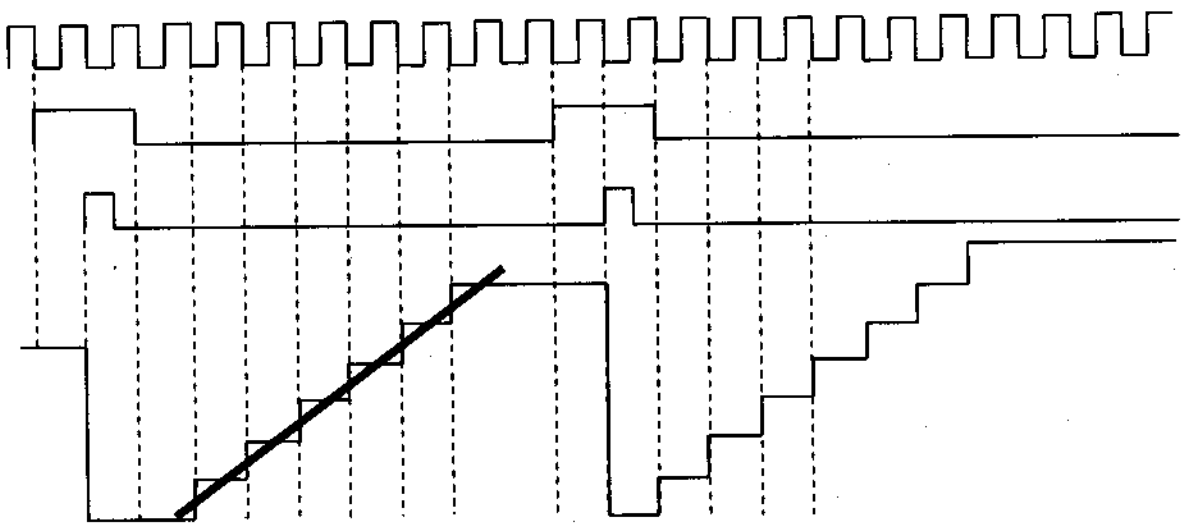


Hình 2.68. Mạch A/D kiểu đếm

Mạch đếm hình 2.68 bộ biến đổi D/A càng có độ phân giải cao, thì sự so sánh càng chính xác vì chiều cao của bậc thang càng nhỏ.

Sự chuyển đổi luôn cần một khoảng thời gian. Khoảng thời gian này tùy thuộc ở trị số tín hiệu vào U_V và tần số tín hiệu chuẩn. U_V càng lớn thì thời gian chuyển đổi càng lâu còn tần số C_P càng cao thì thời gian càng ngắn. Trên hình 2.69 biểu diễn dạng sóng của một bộ biến đổi AD đếm kiểu 3 bit.

Nếu U_V biến thiên theo thời gian, không thể có ngay một giá trị số mới mà cần phải RESET lại toàn mạch để bắt đầu một phép chuyển đổi mới.



Hình 2.69. Dạng sóng của bộ A/D kiểu đếm 3 bit

Chương 3. Một số hệ thống điều khiển có tiếp điểm

Hệ thống điều khiển tiếp điểm cũng như kbêng tiếp điểm (bằng các phần tử logic) được thiết lập từ các sơ đồ mạch điển bình đã giới thiệu ở trên, hoặc từ tư duy logic (sẽ giới thiệu ở cbương 4). Những hệ thống điều khiển này có ứng dụng nhiều trong các tbiết hị rơle, công tắc tơ đơn giản, rẻ tiền nhưng có độ tin cậy và chính xác cao.

Những sơ đồ điều khiển hằng tiếp điểm rất đa dạng. Trong khuôn khổ giáo trình, nghiên cứu những mạch hoạt động theo nguyên tắc đóng cắt hằng tiếp diểm tương đối thông dụng, nhằm giúp cho người đọc có cách tư duy logic khi đọc các mạch điện.

3.1. CÁC NGUYÊN TẮC CƠ BẢN KHI THIẾT KẾ MẠCH ĐIỀU KHIỂN TIẾP ĐIỂM

Tự động điều khiển máy điện trong các hệ thống đơn giản lă khởi động, hãm và đảo chiều động cơ được thực hiện bằng bốn nguyên tắc cơ bản: thời gian, tốc dộ, dòng điện và quãng đường.

Chúng được dùng để điều khiển quá trình khởi động, hãm, đảo chiều dộng cơ điện một chiều và động cơ không đồng hộ roto dây quấn và quá trình khởi động, hãm động cơ đồng hộ. Nguyên tắc điều khiển theo quãng đường được sử dụng kbi điều khiển động cơ cho các cơ cấu địch chuyển tịnh tiến đã định trước. Trong trường hợp này, dộng cơ khởi động, hãm có mang sẵn tải là các cơ cấu chuyển dộng tịnh tiến.

Ngoài ra, còn có thể có một số nguyên tắc điều khiển kbác như các nguyên tắc: mômen, công suất, sức căng, áp suất, nhiệt độ...

3.1.1. Nguyên tắc thời gian

Điều khiển theo nguyên tắe thời gian là các thiết bị điện nhận lệnh hoạt động theo sự duy trì tbời gian.

Trong các mạch điều khiển này, người ta dùng rơle tbời gian để lấy tín hiệu thời gian diều khiển. Như đã hiết, rơle thời gian có nbiều loại khác nhau [5]. Xét theo nguyên lý tác động của rơle thời gian, nó có thể là loại tác động theo hằng số thời gian điện từ, tác động theo dây cót đồng hồ, tác động theo thuỷ lực, tác động theo mạch điện tử. Trong ký hiệu ehung, cuộn dây (không kể tác động theo nguyên lý nào) lấy tín hiệu thời gian để xử lý, tiếp điểm duy trì tbời gian để chỉ thời gian tác động sau khi có lệnh vào ouộn dây. Tiếp điểm rơle thời gian có các loại:

– Thường mở đóng chậm – bình thường ở trạng thái hở, khi có lệnh vào cuộn hút, sau thời gian chỉnh định mới đóng tiếp điểm lại.

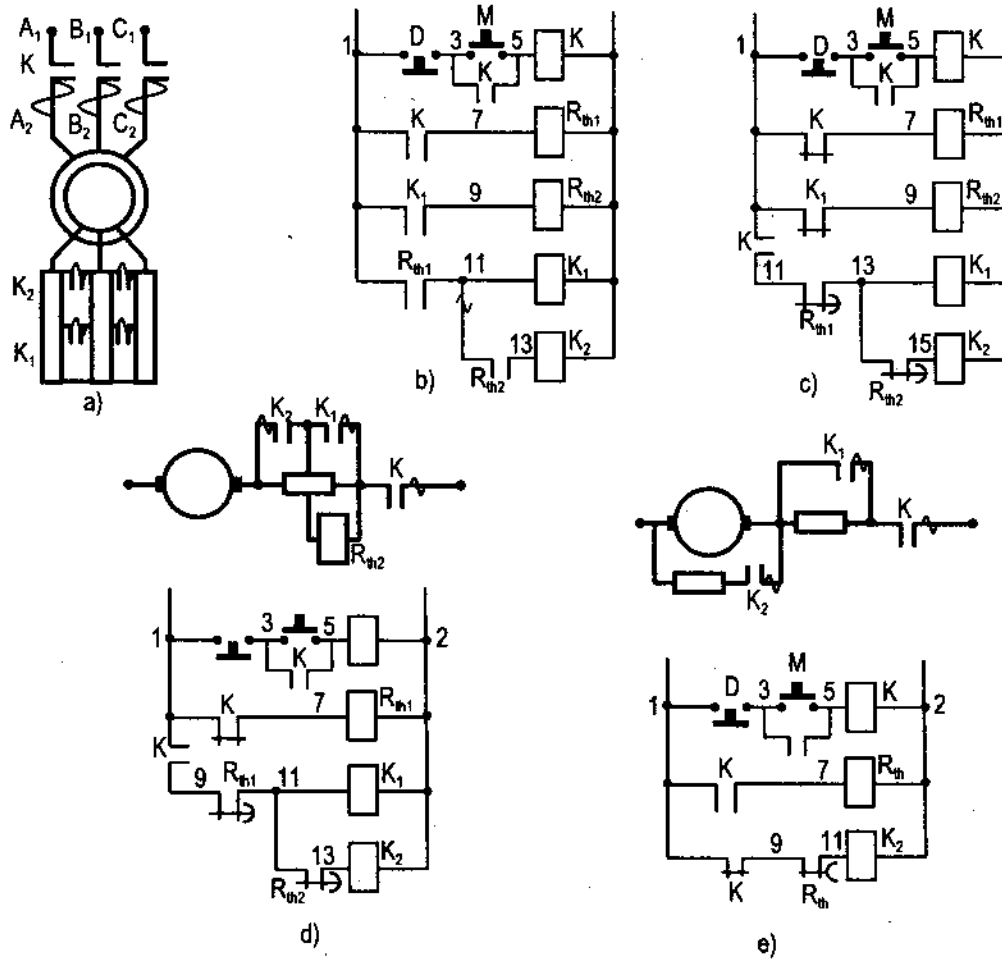
– Thường mở mở chậm – loại tiếp điểm này có điện cuộn hút đóng ngay, khi cắt lệnh cuộn hút tiếp điểm tính thời gian mới mở ra.

– Thường kín đóng chậm – bình thường không điện cuộn hút được đóng, có điện cuộn hút mở ngay, khi cắt điện cuộn hút sau thời gian chỉnh định mới đóng tiếp điểm lại.

– Thường kín mở chậm – khi không điện cuộn hút tiếp điểm đóng, có điện cuộn hút tính thời gian mới được mở ra.

– Thường mở và thường kín mở, đóng chậm – loại tiếp điểm này khi có và cắt điện cuộn hút đều duy trì thời gian mới tác động.

Ký hiệu các loại cuộn hút và tiếp điểm của rơle thời gian giới thiệu ở Phụ lục 1.



Hình 3.1. Mạch điều khiển theo nguyên tắc thời gian

Trên hình 3.1 vẽ một số mạch điều khiển động cơ điện theo nguyên tắc thời gian. Hình 3.1a là mạch động lực của động cơ điện không đồng bộ khởi động theo nguyên tắc thời gian, hình 3.1b, c là mạch điều khiển cho động cơ trên. Hình 3.1b vẽ mạch điều khiển dùng rơle thời gian có tiếp điểm thường mở đóng chậm, hình 3.1c vẽ mạch điều khiển dùng rơle thời gian có tiếp điểm thường kín đóng chậm. Hình 3.1d vẽ mạch điều khiển khởi động

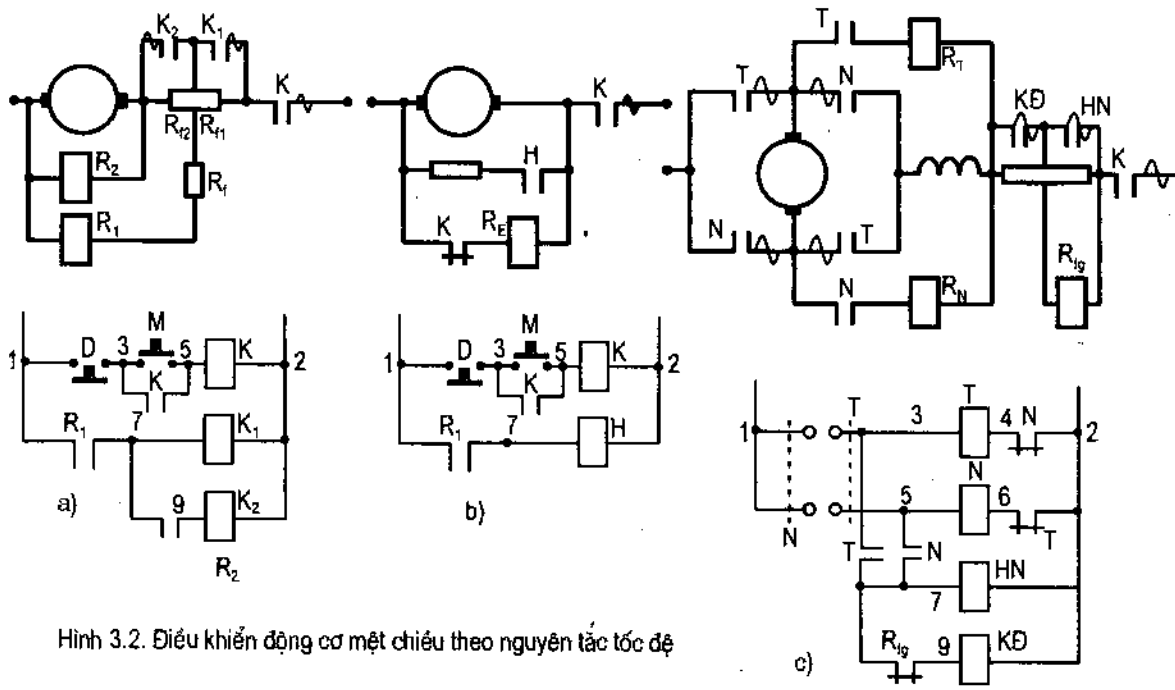
động cơ điện một chiều theo nguyên tắc thời gian, và hình 3.1o là mạch điều khiển hãm động năng của động cơ điện một chiều, trong hình này không vẽ mạch khởi động động cơ (không vẽ mạcb điều khiển K_1).

Nói chung các mạch này hoạt động tương tự nhau, nên dưới đây trình bày chi tiết hoạt động của một mạch điều khiển hình 3.1b.

Sau khi cấp điện tới hai đầu dây 1, 2 chưa phần tử nào có điện, nhấn nút M, cuộn dây K có điện làm đóng tiếp điểm K trong mạch động lực hình 3.1a và đóng tiếp điểm tự giữ (3–5) để cuộn dây K duy trì có điện khi đã nhả nút nhấn, tiếp điểm K (1–7) đóng để rơle R_{th1} tính thời gian. Hết thời gian cbỉnh định của R_{th1}, tiếp điểm thường mở đóng chậm của R_{th1} (1–11) đóng lại cấp điện cho cuộn dây K_1, công tắc tơ K_1 hút đóng tiếp điểm K_1 trong roto động cơ (hình 3.1a), đồng thời đóng tiếp điểm (1–9) cấp điện cho rơle R_{th2}. Hết thời gian chỉnh định của R_{th2} tiếp điểm R_{th2} (11–13) đóng lại, cấp điện cho cuộn hút công tắc tơ K_2. Công tắc tơ K_2 hút, đóng tiếp điểm K_2 trong mạch roto động cơ, động cơ tiếp tục khởi động theo đường đặc tính tự nhiên và kết thúc quá trình khởi động.

3.1.2. Nguyên tắc tốc độ

Mạch điều khiển theo nguyên tắc tốc độ là mạch thường dùng trong điều khiển động cơ một và xoay chiều. Tín hiệu điều khiển là tốc độ động cơ, tín hiệu này được lấy từ các cảm biến tốc độ. Tốc độ động cơ tỷ lệ (thuận hay nghịch) với sức điện động của nó, do đó tín hiệu về tốc độ thường được lấy qua rơle điện áp.



Hình 3.2. Điều khiển động cơ một chiều theo nguyên tắc tốc độ

Hình 3.2a, b, c giới thiệu mạch điều khiển động cơ điện một chiều theo nguyên tắc tốc độ, trong đó hình 3.2a là khởi động động cơ điện một chiều qua hai cấp tốc độ, hình 3.2b mạch hãm động năng động cơ, hình 3.2c điều khiển động cơ một chiều có đảo chiều. Đặc

điểm chung của ba sơ đồ này, tín hiệu tốc độ động cơ được lấy từ sức điện động của động cơ đưa tới tác động các rơle điện áp.

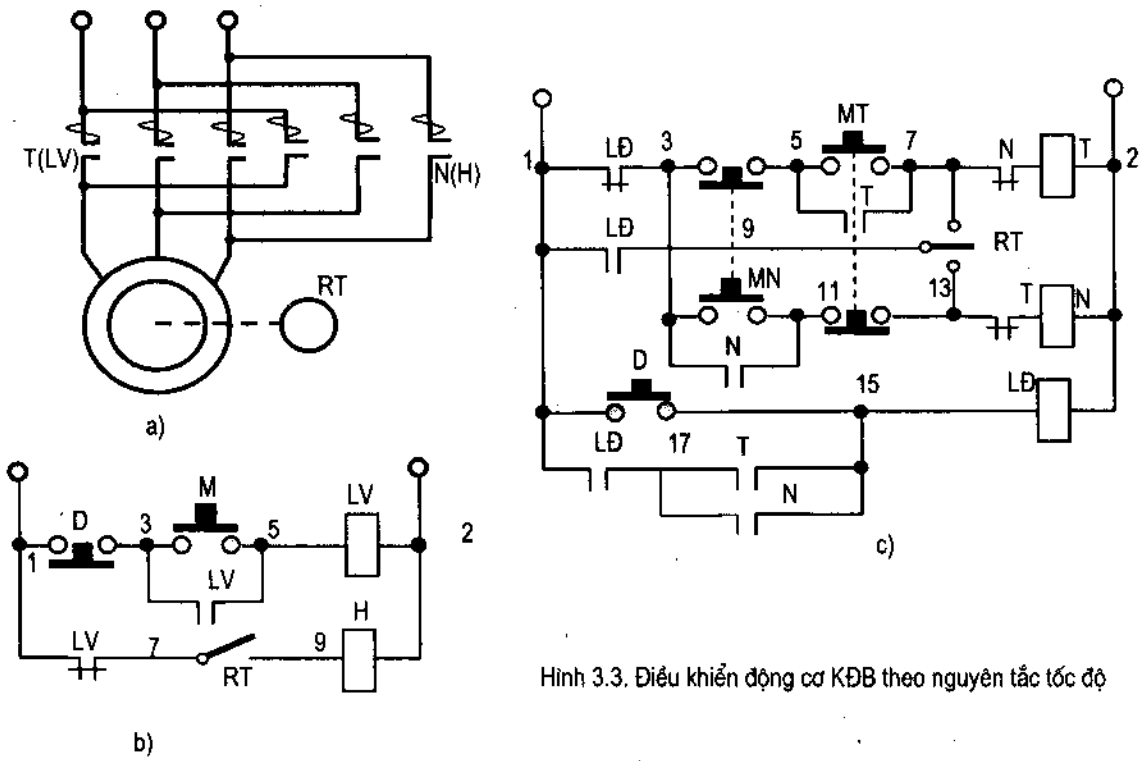
Dưới đây giới thiệu chi tiết hoạt động của hình 3.2a.

Khi nhấn nút M, công tắc tơ K hút, đóng tiếp điểm mạch động lực và đóng tiếp điểm tự giữ 3–5. Động cơ được cấp điện, nó khởi động với toàn bộ điện trở khởi động. Điện áp trên các cuộn dây rơle R_1, R_2 có giá trị:

$$\left.\begin{aligned} U_{R1} &= k.\phi.\omega + (R_U + R_{f2}).I_U = U_N - R_{f1}.I_U \\ U_{R2} &= k.\phi.\omega + R_U.I_U = U_N - (R_{f1} + R_{f2}).I_U \end{aligned}\right\} (3.1)$$

Từ biểu thức này, điện áp cuộn hút rơle R_1 luôn cao hơn điện áp cuộn hút R_2. Các điện áp U_{R1}, U_{R2} tăng theo tốc độ động cơ. Khi tốc độ tăng tới tốc độ chỉnh định, cuộn hút rơle R_1 đủ điện áp hút, đóng tiếp điểm R_1 mạch (1–7), công tắc tơ K_1 hút, đóng tiếp điểm K_1 ngắn mạch điện trở R_{f1} mạch động lực. Động cơ tiếp tục khởi động, tới tốc độ chỉnh định của rơle R_2, rơle này hút đóng K_2, ngắn mạch toàn bộ điện trở khởi động, động cơ tiếp tục khởi động đến hết chu kỳ khởi động.

Hình 3.3 vẽ mạch điều khiển động cơ không đồng bộ roto lồng sóc.

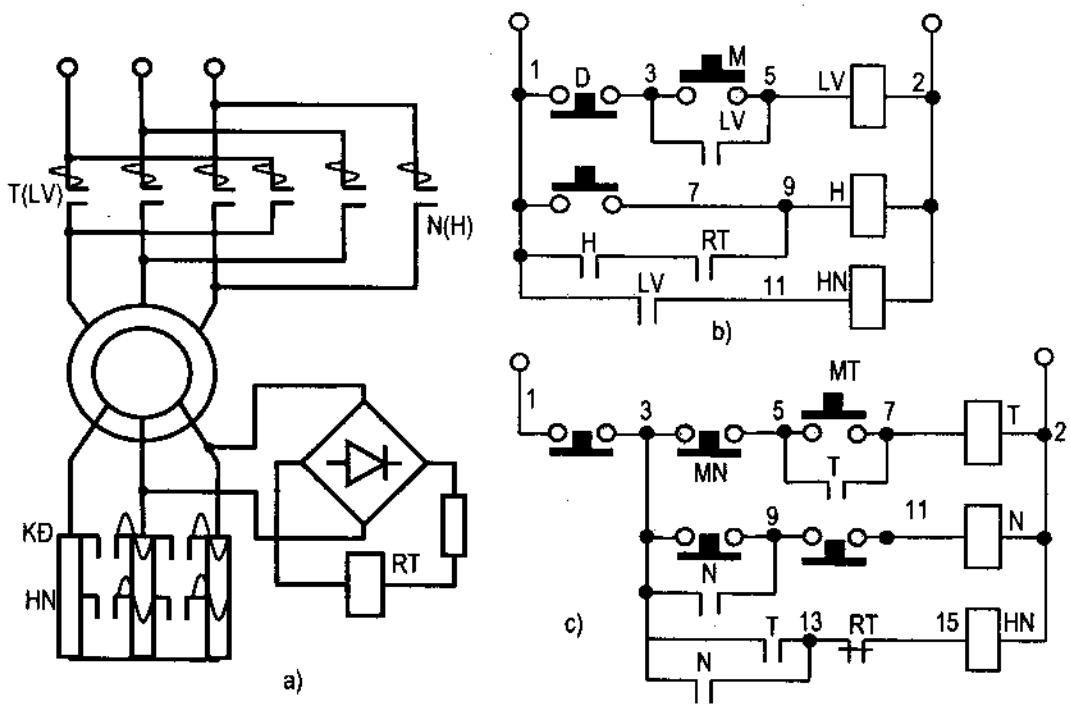


Hình 3.3. Điều khiển động cơ KĐB theo nguyên tắc tốc độ

Mạch điều khiển hãm dừng động cơ KĐB roto lồng sóc theo nguyên tắc tốc độ vẽ trên hình 3.3b. Khi nhấn nút dừng, LV mất điện, tiếp điểm rơle tốc độ (loại rơle ly tâm) RT (7–9) đang đóng (do động cơ vẫn đang quay), công tắc tơ H đóng, động cơ hãm ngược. Tốc độ động cơ giảm dần về 0, rơle RT mở tiếp điểm (7–9), cuộn hút H mất điện, động cơ cắt điện ra khỏi lưới.

Hình 3.3c vẽ mạch điều khiển điều khiển động cơ KĐB có đảo chiều thuận (T) nghịch (N). Rơle tốc độ R_T trong trường hợp này đóng tiếp điểm khi động cơ quay theo cả theo hai chiều.

Hình 3.4 a, b, c giới thiệu mạch điều khiển động cơ không đồ bộ roto dây quấn theo nguyên tắc tốc độ, hình 3.4a là sơ đồ động lực, hình 3.4b – mạch điều khiển động cơ làm việc ở chế độ hãm ngược, hình 3.4c – mạch điều khiển động cơ có đảo chiều. Hai sơ đồ hình 3.4b, c sử dụng rơle tốc độ RT (loại rơle điện áp). Rơle này tác động khi động cơ quay ngược từ trường hay tốc độ động cơ thấp. Bởi vì, điện áp cấp cho động cơ được lấy từ thanh quét roto, mà $E_2 = E_{2dm}.s = E_{2dm}.(1 - \omega/\omega_0)$ tốc độ động cơ càng giảm, sức điện động E_2 càng tăng. Như vậy, ở tốc độ thấp hay chiều quay roto ngược chiều từ trường rơle hút còn ở tốc độ cao rơle không hút. Mạch điều khiển khởi động bằng KĐ tương tự như trên.



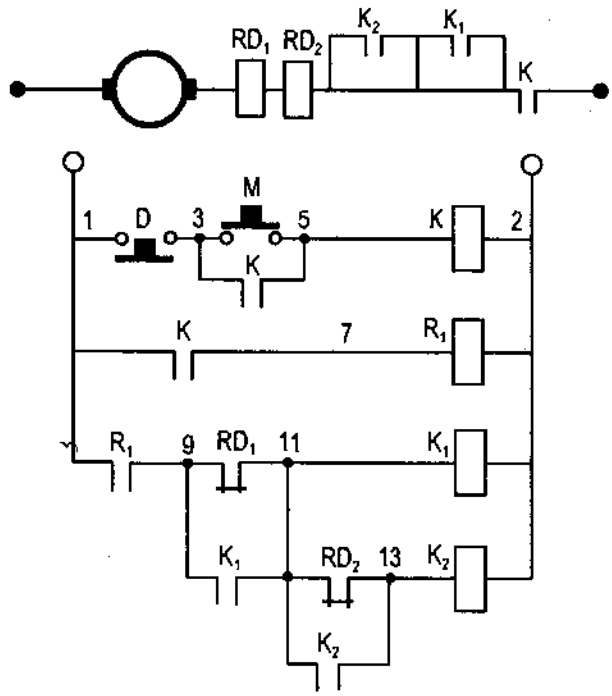
Hình 3.4. Điều khiển động cơ KĐB roto dây quấn theo nguyên tắc tốc độ

3.1.3. Nguyên tắc dòng điện

Điều khiển theo nguyên tắc dòng điện là các tiếp điểm tác động theo tín hiệu dòng điện. Tín hiệu dòng điện được lấy từ rơle dòng điện [5]. Hình 3.5 vẽ sơ đồ mạch ví dụ điều khiển động cơ điện một chiều theo nguyên tắc dòng điện. Tín hiệu dòng điện phần ứng được lấy từ hai rơle dòng điện RD_1, RD_2.

Sau khi cấp nguồn một chiều tới mạch động lực và mạch điều khiển, chưa có thiết bị nào được cấp điện. Nhấn nút M công tắc tơ K có điện, nó đóng tiếp điểm mạch động lực, dòng điện động cơ tăng lớn hơn chỉnh định của các rơle RD_1, RD_2 làm mở các tiếp điểm rơle dòng trong các mạch RD_1 (9–11), RD_2 (11–13).

Tiếp điểm K mạch (1–7) đóng, rơle R_1 có điện đóng mạch (1–9) nhưng K_1 chưa bút do mạch (9–11) đang hở. Tốc độ động cơ tăng, dòng điện động cơ giảm, tới giá trị nhả tiếp điểm của RD_1 mạch (9–11) kín, K_1 đóng và tự giữ bởi tiếp điểm K (9–11). Do cố ý chỉnh định RD_2 có giá trị dòng điện nhả nhỏ hơn RD_1 nên khi tiếp điểm RD_1 (9–11) đóng lại nhưng RD_2 (11–13) không đóng. K_1 đóng làm dòng điện lại tăng lên, RD_2 vẫn tiếp tục hở tiếp điểm. Động cơ tiếp tục khởi động, dòng điện giảm tới giá trị tác động của $RĐ_2$ tiếp điểm (11–13) đóng lại, K_2 hút, ngắn mạch tiếp một cấp điện trở thứ hai, động cơ tiếp tục khởi động theo đường đặc tính tự nhiên tới tốc độ xác lập.



Hình 3.5. Điều khiển động cơ điện một chiều theo nguyên tắc dòng điện

3.1.4. Các nguyên tắc khác

Đối tượng điều khiển của các mạch tự động rất đa dạng (ví dụ quãng đường, nhiệt độ, cosφ...). Do đó, theo cách lập luận trên còn có thể có nhiều nguyên tắc điều khiển khác nữa. Trong các mạch điều khiển ở dưới chúng ta sẽ tìm hiểu thêm về chúng.

3.2. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU BẰNG TIẾP ĐIỂM

Để minh hoạ cho các nguyên tắc ở trên, dưới đây nghiên cứu việc điều khiển động cơ điện một chiều bằng tiếp điểm. Đây là loại mạch đã được dùng nhiều để hạn chế dòng điện khởi động, khi mạch điều khiển bằng điện tử chưa phát triển.

3.2.1. Điều khiển khởi động, đảo chiều và hãm dừng động cơ

Hình 3.6 giới thiệu một sơ đồ khởi động, đảo chiều động cơ điện một chiều kích từ hỗn hợp. Các phần tử trên sơ đồ:

U, KT_1, KT_2 – phần ứng, cuộn kích từ song song, kích từ nối tiếp;

DL, T, N – các công tắc tơ nguồn cấp, chạy thuận, chạy ngược cho động cơ;

K_1, K_2 – các công tắc tơ khởi động qua các cấp điện trở;

HN; HD, HC – các công tắc tơ hãm ngược, hãm động năng, hãm cơ khí;

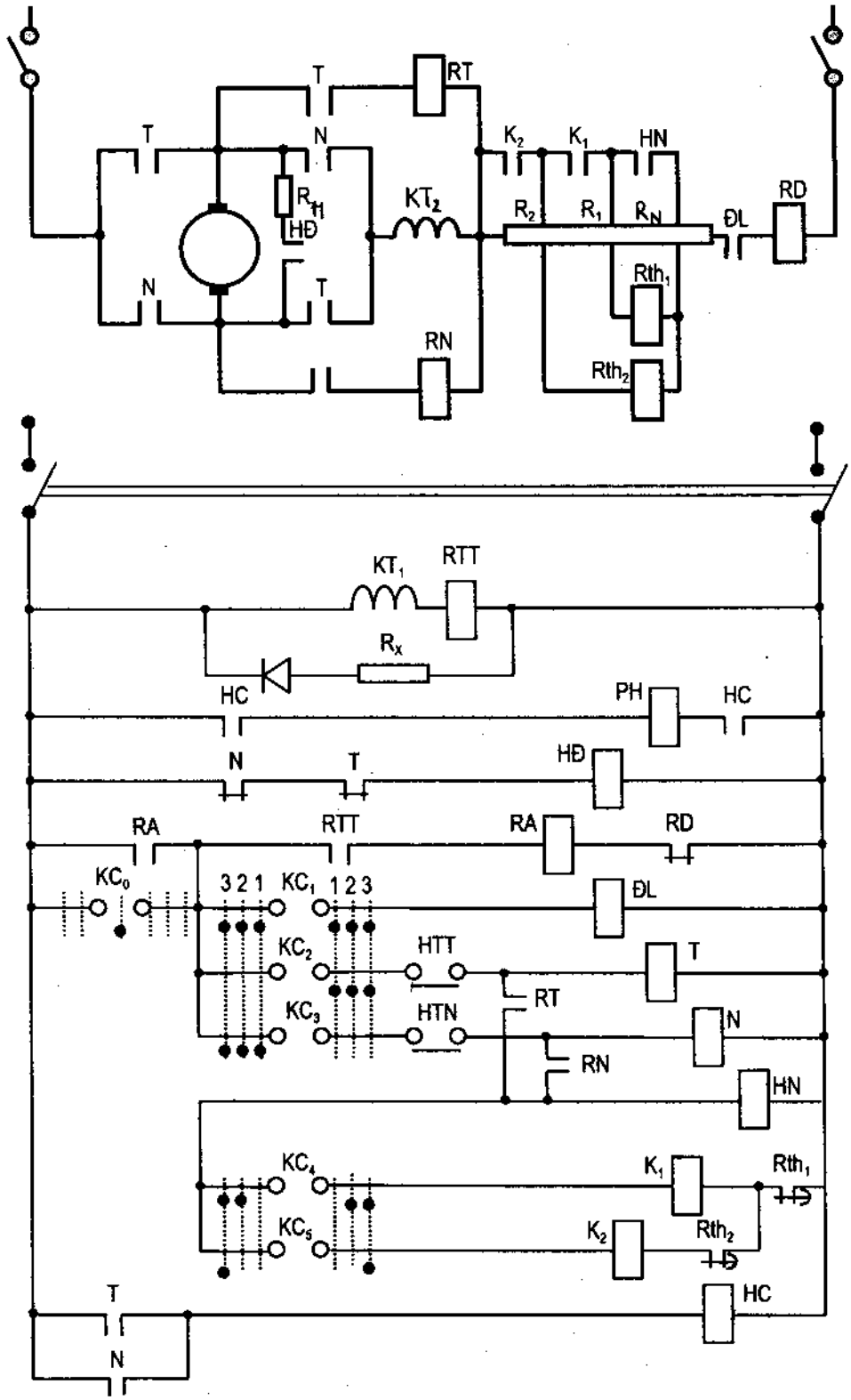
Các rơle: RA – rơle điện áp thực hiện chức năng bảo vệ 0 và tác động cắt điện khi các bảo vệ khác tác động; RG_1, RG_2 – các rơle thời gian thực hiện chức năng khởi động (gia tốc) của động cơ; RT, RN – các rơle kiểm soát quá trình đảo chiều thuận và ngược; RTT – rơle bảo vệ mất kích từ; RD – rơle bảo vệ dòng điện cực đại.

$KC_1 \div KC_5$ – tiếp điểm của khống chế chỉ huy.

HTT, HTN – tiếp điểm giới hạn hành trình thuận và ngược.

HTT, HTN – tiếp điểm giới hạn hành trình thuận và ngược.

Các điện trở: R_1, R_2 – thực hiện chức năng khởi động; R_N – thực hiện chức năng hãm ngược; R_H – thực hiện chức năng hãm động năng; R_X – thực hiện chức năng xả năng lượng của cuộn dây.



Hình 3.6. Điều khiển khởi động và đảo chiều động cơ một chiều kích từ độc lập

Động cơ khởi động theo nguyên tắc thời gian qua bai cấp điện trở, khi khống chế chỉ huy gạt từ vị trí 0 tới các vị trí 2, 3 theo chiều thuận hay ngược và làm việc với các tốc độ tương ứng vị trí của khống chế chỉ huy.

Động cơ đảo chiều ở chế độ hãm ngược (theo nguyên tắc tốc độ) khi khống chế chỉ huy được gạt từ chiều chạy thuận sang chiều chạy ngược và ngược lại.

Động cơ hãm dừng ở chế độ hãm động năng khi cần gạt khống chế chỉ huy được gạt từ vị trí nào đó về 0. Ngoài ra, sơ đồ còn cho phép hãm cơ bằng phanh hãm điện từ (PH)

Sơ đồ có xét tới các bảo vệ quá dòng điện bằng rơle dòng điện RD, bảo vệ 0 bằng RA, bảo vệ mất kích từ bằng RTT, bảo vệ xung điện áp của cuộn dây kích từ khi cắt điện bằng điện trở xả năng lượng (R_X).

3.2.2. Điều khiển động cơ có điều chỉnh từ thông

Hình 3.7 giới thiệu một sơ đồ mạch điều khiển khác của động cơ một chiều có xét tới việc tăng tốc bằng giảm từ thông. Các phần tử trên sơ đồ:

Ư, KT_1. KT_2 là phần ứng, các cuộn kích từ của động cơ

Các công tắc tơ: ĐL, T, N – nguồn cấp, chạy thuận, chạy ngược cho động cơ; K_1, K_2, K_3 – khởi động qua các cấp điện trở; TT, HĐN, HC – điều khiển từ thông, hãm động năng, hãm cơ khí.

Các rơle: RA – rơle điện áp thực hiện chức năng bảo vệ 0 và tác động cắt điện khi các bảo vệ khác tác động; RG_1, RG_2, RG_3 – các rơle thời gian thực hiện chức năng khởi động (gia tốc) của động cơ; RHT, RHN – các rơle kiểm soát quá trình hãm động năng theo chiều thuận và ngược; RTT – rơle điều khiển từ trường; RKT – rơle bảo vệ mất kích từ; RĐ – rơle bảo vệ dòng điện cực đại.

$KC_1 \div KC_5$ – tiếp điểm của khống chế chỉ huy.

HTT, HTN – tiếp điểm giới hạn hành trình thuận và ngược.

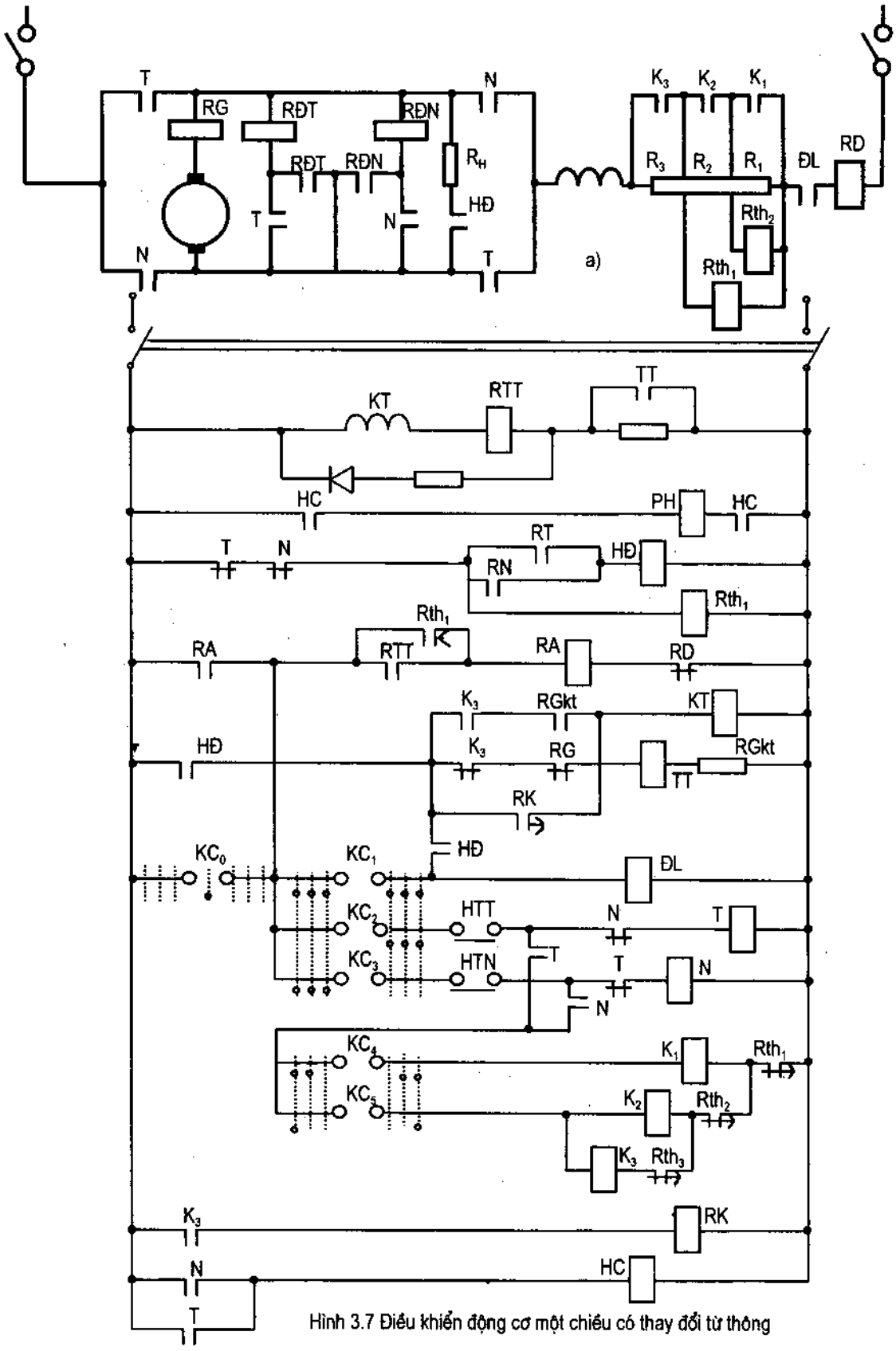
Các điện trở: R_1, R_2, R_3 – thực hiện chức năng khởi động; R_H – thực hiện chức năng hãm động năng; R_X – thực hiện chức năng xả năng lượng của cuộn dây, R_{GKT} – thực hiện chức năng giảm kích từ.

Động cơ khởi động với từ thông định mức theo nguyên tắc thời gian qua ba cấp điện trở, khi khống chế chỉ huy gạt từ vị trí 0 tới các vị trí 2, 3 theo chiều thuận hay ngược.

Động cơ đảo chiều ở chế độ hãm động năng khi khống chế chỉ huy được gạt từ chiều chạy thuận sang chiều chạy ngược và ngược lại.

Động cơ hãm dừng ở chế độ hãm động năng khi cần gạt khống chế chỉ huy được gạt từ vị trí nào đó về 0. Ngoài ra sơ đồ còn cho phép hãm cơ bằng phanh hãm điện từ (PH).

Sơ đồ cho phép điều khiển tốc độ động cơ dưới tốc độ cơ bản bằng khống chế chỉ huy, trên tốc độ cơ bản bằng điều khiển kích từ, cho phép động cơ làm việc với tốc độ tương ứng theo đường đặc tính nhân tạo.



Hình 3.7 Điều khiển động cơ một chiều có thay đổi từ thông

Sơ đồ có xét tới các bảo vệ quá dòng điện bằng rơle dòng điện RĐ, bảo vệ 0 bằng RA, bảo vệ dòng điện cực tiểu bằng RTT, bảo vệ xung điện áp của ouộn dây kích từ khi cắt điện bằng điện trở xả năng lượng (RX).

3.3. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐIỆN XOAY CHIỀU BẰNG TIẾP ĐIỂM

3.3.1. Khởi động động cơ KĐB rata lồng sác công suất lớn

Dòng điện của động cơ không dồng bộ roto lồng sóc khi khởi động được xáo định bởi oông thức:

$$I_{kd} = U_{f1}\left[\frac{1}{\sqrt{R_{\mu}^2 + X_{\mu}^2}} + \frac{1}{\sqrt{\left(R_1 + R_2'\right)^2 + \left(X_1 + X_2'\right)^2}}\right] \quad (3.2)$$

Từ biểu thức này, dòng điện khởi động động cơ kbông đồng bộ roto lồng sóc có giá trị lớn (có thể tới (5 ÷ 7) I_{dm}).

Dòng điện khởi động của dộng cơ KĐB roto lồng sóc công suất lớn làm quá tải biến áp, gây sụt áp lớn. Do đó, khi khởi động cần giảm dòng điện. Từ biểu thức (3.2) thấy rằng dòng điện khởi động có thể giảm bằng cách giảm điện áp U_{f1}, hay tăng tbành phần tổng trở stato (tăng mẫu số của số hạng thứ hai). Đó cũng chính là nguyên lý tbiết kế các bộ khởi động động cơ công suất lớn.

Có một số phương pháp khởi động động cơ KĐB roto lồng sóc:

– Khởi động bằng dổi nối Y/Δ (cách khởi động này dùng cho động cơ làm việc bình thường ở sơ đồ nối Δ);

– Khởi động bằng biến áp tự ngẫu;

– Khởi động bằng cách nối thêm diện trở hay điện kbáug vào stato;

– Khởi động mềm bằng bộ điều khiển điện tử công suất.

a) Khởi đậng động cơ KĐB bằng cách đổi nối Y/Δ

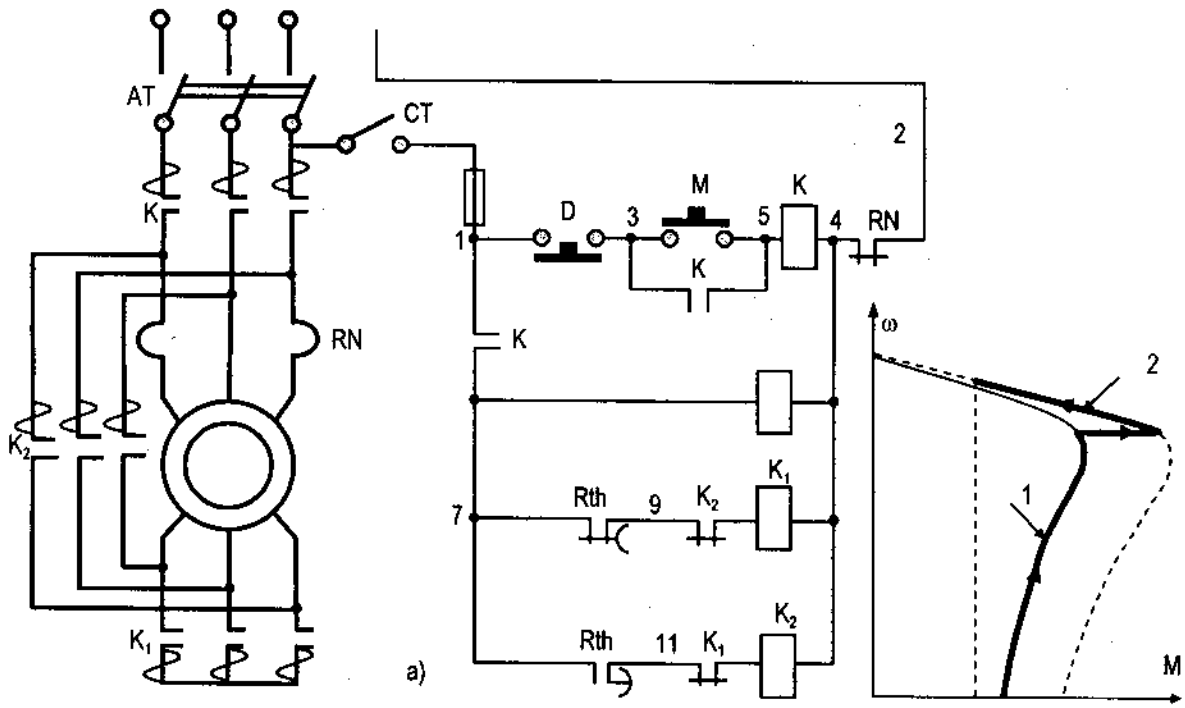
Hình 3.8 vẽ sơ đồ khởi dộug động cơ KĐB bằng cách đổi nối Y/Δ. Khi khởi động động cơ nối Y, diện áp đưa vào động cơ là điện áp pha giảm $\sqrt{3}$ lần so với định mức, dòng điện động cơ giảm $\sqrt{3}$ so với khởi động Δ.

Đổi nối Y/Δ được thực hiện bằng các công tắc tơ K_1, K_2, chuyển đổi từ khởi động nối Y sang làm việc Δ được thực hiện theo nguyên tắc thời gian.

Nhấn nút M, công tắo tơ K có điện, đóng dộug cơ vào lưới. Đồng thời với K đóng, K_1 cũng được đóng, động cơ khởi động theo sơ đồ nối Y. Khi K có điện rơle thời gian R_{th} tính thời gian khởi động theo đường đặc tính 1 trôn hình 3.8b. Hết thời gian ohỉnh định của rơle thời gian tiếp điểm R_{th} (7–9) mở ra, công tắc tơ K_1 cắt, đóng tiếp điểm R_{th} (7–11) công

tắc tơ K_2 đóng, chuyển từ động cơ nối Y thành nối Δ. Đặc tính khởi động chuyển từ đặc tính 1 sang đặc tính 2 trên hình 3.8b, động cơ tiếp tục khởi động tới tốc độ định mức.

Bảo vệ động cơ được sử dụng: bảo vệ ngắn mạch bằng aptomat, bảo vệ quá tải bằng rơle nhiệt.



Hình 3.8. Sơ đồ khởi động động cơ KĐB bằng cách đổi nối sao – tam giác

b) Khởi động động cơ KĐB bằng cách mắc thêm cuộn kháng phụ vào stato

Sơ đồ khởi động động cơ KĐB bằng cách mắc thêm điện kháng phụ vào stato vẽ trên hình 3.9.

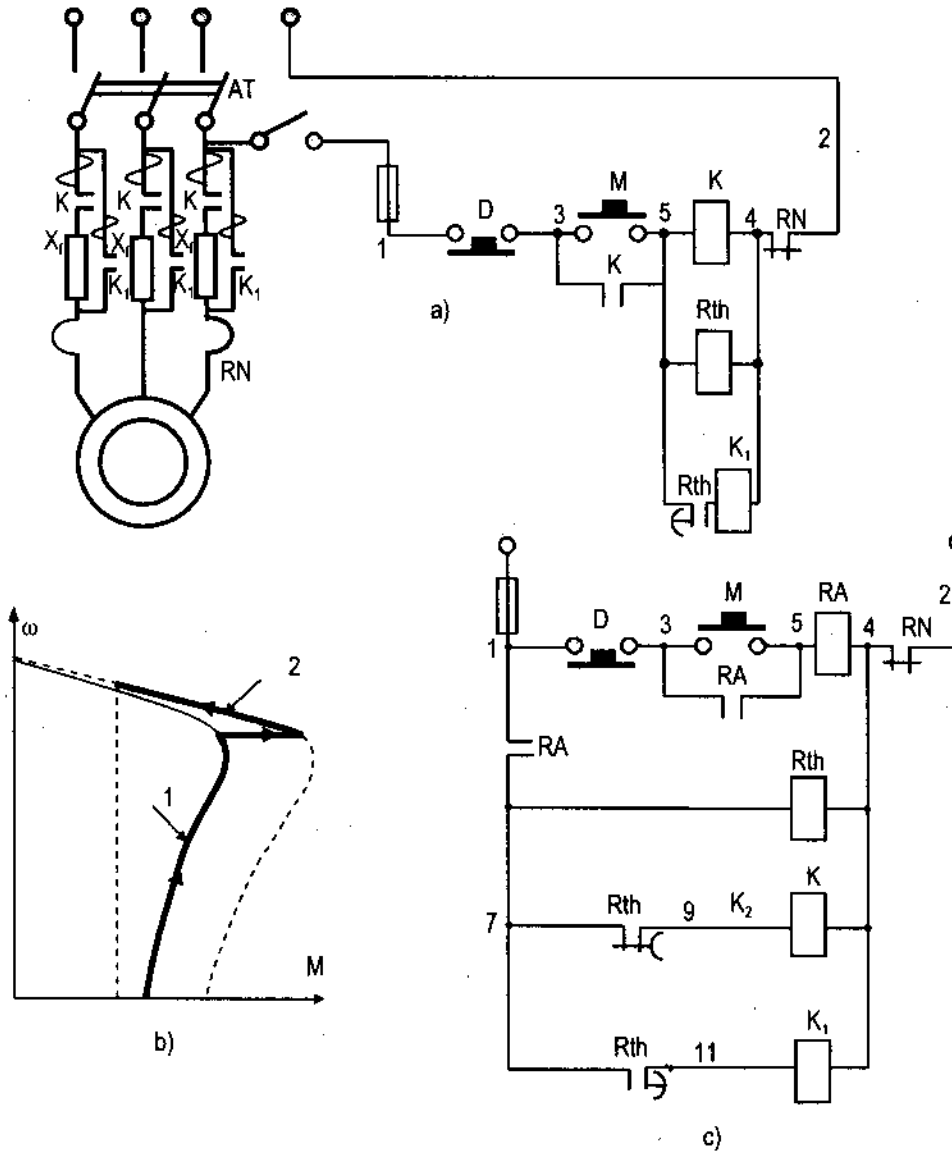
Nhấn nút M, công tắc tơ K có điện, đóng động cơ vào lưới qua X_f. Khi K có điện, rơle thời gian R_{th} tính thời gian khởi động theo đường đặc tính 1 (hình 3.9b). Hết thời gian chỉnh định của rơle thời gian đóng tiếp điểm R_{th} (5.7), công tắc tơ K_1 đóng, ngắn mạch điện trở khởi động X_f. Đặc tính khởi động chuyển từ đặc tính 1 sang đặc tính 2 (hình 3.9b), tiếp tục khởi động theo đường đặc tính cơ tự nhiên tới tốc độ định mức.

Ở mạch điều khiển hình 3.9a, khi công tắc tơ K_1 đã đóng dòng điện sẽ chạy qua K_1, không qua K nữa. Có thể thiết kế sơ đồ mạch mà khi ngắn mạch điện kháng có thể ngắt K, như sơ đồ mạch điều khiển hình 3.9c.

Dòng điện khởi động của động cơ được xác định bởi thành phần điện cảm X_f trong biểu thức dưới đây.

$$I_{kđ} = U_{f1}\left[\frac{1}{\sqrt{R_\mu^2 + X_\mu^2}} + \frac{1}{\sqrt{\left(R_1 + R_2'\right)^2 + \left(X_1 + X_2'\right)^2}}\right] \qquad (3.3)$$

Trị số X_f được chọn theo yêu cầu cần giới hạn dòng điện.



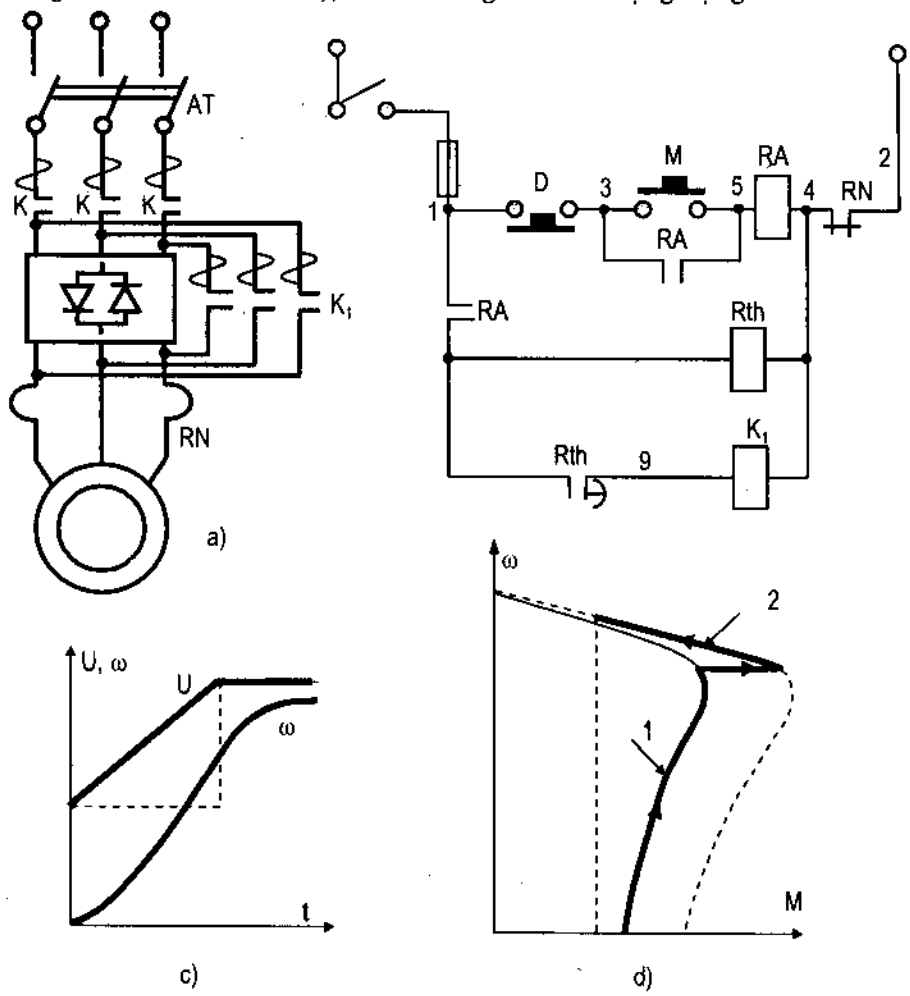
Hình 3.9. Khởi động động cơ KĐB bằng cách mắc thêm điện kháng phụ

c) Khởi động mềm động cơ KĐB

Như đã nói trên, dòng điện khởi động có thể giảm bằng cách giảm điện áp đặt vào động cơ. Điện áp có thể giảm bằng biến áp tự ngẫu hay bằng thiết bị điện tử công suất. Giảm áp bằng biến áp tự ngẫu hiện nay ít dùng vì biến áp có kích thước lớn.

Một trong những phương pháp khá phổ biến giảm áp động cơ KĐB công suất lớn hiện nay là khởi động mềm. Khi khởi động, động cơ được đóng qua bộ khởi động bằng tiristor như trên hình 3.10. Kết thúc quá trình mở máy công tắc tơ K_1 đóng, động cơ được đóng trực tiếp vào lưới. Trong quá trình khởi động, góc mở của tiristor thay đổi theo chiều giảm liên tục, điện áp động cơ liên tục tăng từ giá trị ban đầu lên tới giá trị định mức (như trên hình 3.10c).

Khi khởi động mềm, điện áp đưa tới động cơ tăng liên tục, mômen khởi động của động cơ lớn (đường nét liền hình 3.10d), do đó thời gian khởi động động cơ nhanh hơn.



Hình 3.10. Sơ đồ khởi động động cơ KĐB bằng bộ khởi động mềm

3.3.2. Điều khiển động cơ KĐB roto dây quấn

Có nhiều mạch điều khiển động cơ không đồng bộ bằng tiếp điểm, hình 3.11 giới thiệu sơ đồ mạch tự động khởi động, đảo chiều, hãm dừng động cơ điện không đồng bộ roto dây quấn điều khiển bằng khống chế chỉ huy.

Các phần tử trên sơ đồ:

KĐB – động cơ không đồng bộ.

Các công tắc tơ: ĐL, T, N – cấp nguồn, chạy thuận, chạy ngược cho động cơ; K_1, K_2 khởi động qua các cấp điện trở; HN, HĐN, HC – hãm ngược, hãm động năng, hãm cơ khí.

Các rơle: RA – rơle điện áp thực hiện chức năng bảo vệ 0 và tác động cắt điện khi các bảo vệ khác tác động; R_{th1}, R_{th2} – các rơle thời gian thực hiện chức năng khởi động (gia tốc) của động cơ; HN – rơle kiểm soát quá trình hãm ngược; RĐN – rơle kiểm soát quá trình hãm động năng. RLĐ – rơle liên động; RD_1, RD_2, RD_3 – rơle bảo vệ dòng điện cực đại.

$KC_0 \div KC_4$ tiếp điểm của khống chế chỉ huy.

HTT, HTN – tiếp điểm giới hạn hành trình thuận và ngược.

Các điện trở: R_{f1}, R_{f2} – thực hiện chức năng khởi động; R_N – thực hiện chức năng làm việc ở chế độ hãm ngược; R_H – thực hiện chức năng hãm động năng.

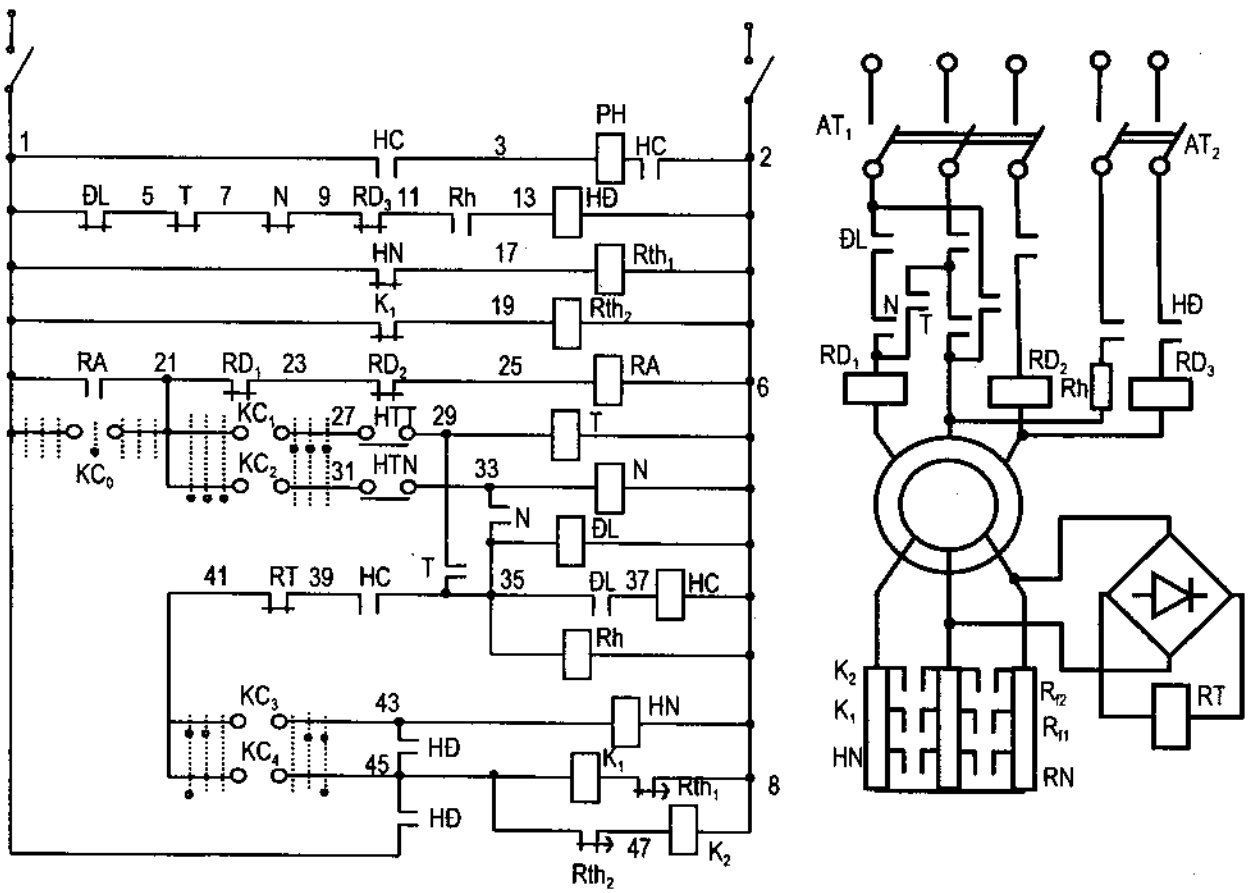
PH – phanh hãm điện từ.

Động cơ khởi động theo nguyên tắc thời gian qua hai cấp điện trở roto, khi khống chế chỉ huy gạt từ vị trí 0 tới các vị trí 2, 3 theo chiều thuận hay ngược.

Động cơ đảo chiều (theo nguyên tắc tốc độ) ở chế độ hãm ngược với toàn bộ điện trở phụ, khi khống chế chỉ huy được gạt từ chiều chạy thuận sang chiều chạy ngược và ngược lại.

Động cơ hãm dừng ở chế độ hãm động năng, khi cần gạt khống chế chỉ huy được gạt từ vị trí nào đó về 0. Ngoài ra sơ đồ còn cho phép hãm cơ bằng phanh hãm điện từ.

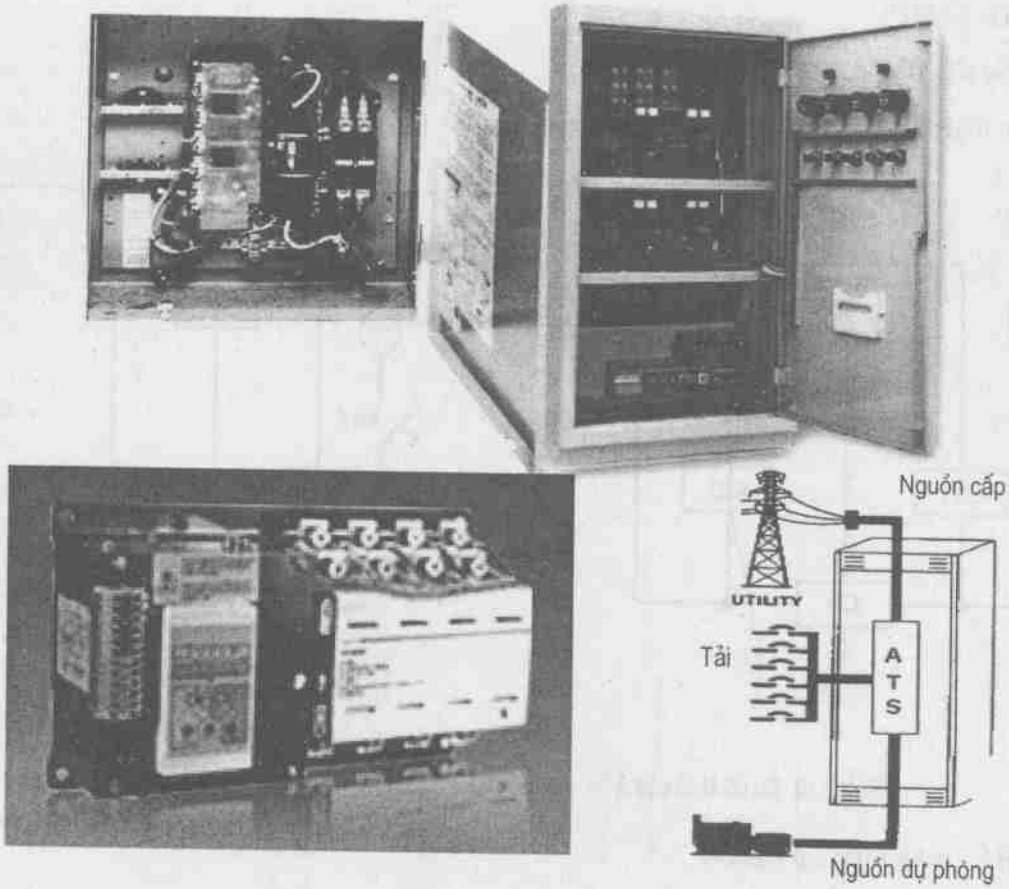
Sơ đồ có xét tới các bảo vệ quá dòng điện bằng các rơle dòng điện RD_1, RD_2, RD_3, bảo vệ 0 bằng RA.



Hình 3.11. Sơ đồ khởi động động cơ không đồng bộ roto dây quấn

3.4. ĐỔI NGUỒN LƯỚI DỰ PHÒNG (ATS)

3.4.1. Khái quát



Hình 3.12. Một số loại ATS có trên thị trường

Đối với những loại tải thuộc hộ tiêu thụ loại 1 và 2, việc cung cấp điện liên tục là yêu cầu bắt buộc. Cấp điện cho những hộ tiêu thụ loại này, người ta thường thiết kế cấp điện từ nhiều nguồn, trong đó có nguồn cấp chính và các nguồn dự phòng. Việc thiết kế nhiều nguồn cấp cần được đóng cắt tự động. Thiết bị tự động chuyển nguồn (Automatic Transfer Switch ATS) là thiết bị dùng để tự động chuyển tải từ nguồn chính sang nguồn dự phòng khi nguồn chính bị sự cố. Khái niệm nguồn bị sự cố bao gồm:

– Mất nguồn.

– Mất pha.

– Ngược thứ tự pha.

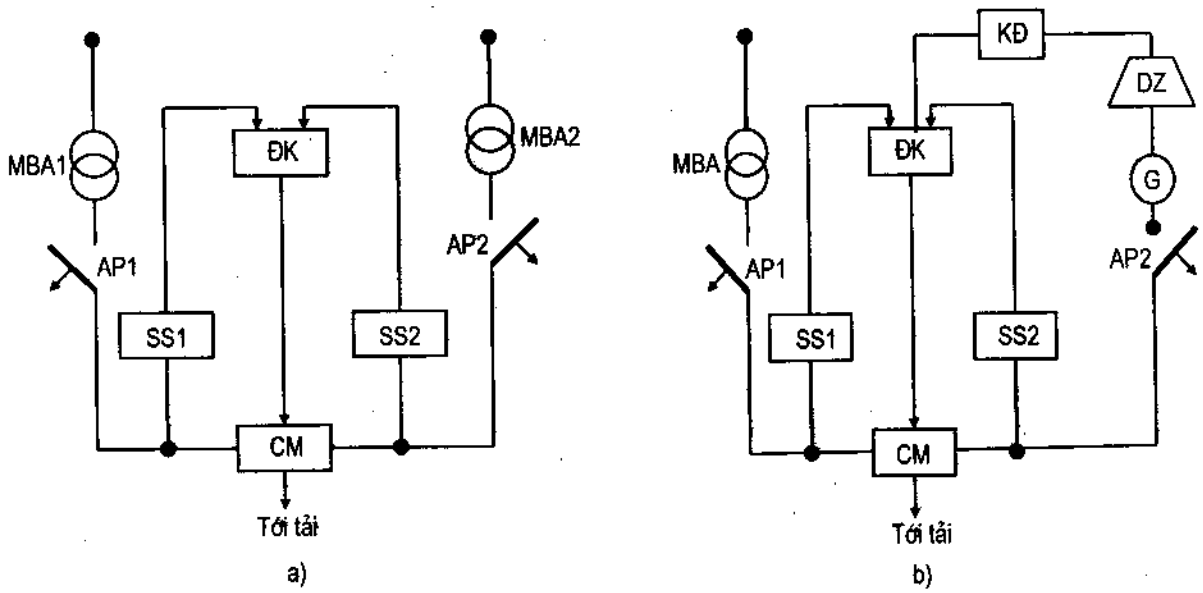
– Không đối xứng 3 pha.

– Điện áp cao hoặc thấp hơn trị số cần thiết.

Nguồn dự phòng có thể là một nguồn lưới lấy từ đường dây khác hoặc là một máy phát dự phòng. Tuỳ theo tính toán kinh tế, kỹ thuật của các hộ tiêu thụ mà sử dụng nguồn dự phòng nào cho hợp lý. Khi nguồn dự phòng là lưới khác ta có ATS lưới – lưới (ATS L–L), nếu nguồn dự phòng là máy phát điện (thường là máy phát diezen) ta có ATS lưới – máy phát (ATS L–MF).

a) Sơ đồ cấu trúc của hai loại ATS

Các loại ATS có sơ đồ cấu trúc như trên hình 3.13.



Hình 3.13. Sơ đồ khối của ATS; a) ATS lưới – lưới; b) ATS – lưới – máy phát

MBA : máy biến áp nguồn

AP1, AP2 : aptomat nguồn

SS1, SS2 : Các bộ so sánh

ĐK : khối điều khiển

CM : khối chuyển mạch

KĐ : khối khởi động máy diezen

ĐZ : động cơ diezen

G : máy phát điện

* Chức năng các khối :

+ SS : Khối so sánh thực hiện chức năng theo dõi, giám sát các thông số của nguồn cung cấp và so sánh các thông số đó với giá trị ngưỡng đặt trước và đưa ra tín hiệu cho khối điều khiển.

+ ĐK : Khối điều khiển nhận tín hiệu từ đầu ra của bộ so sánh và tác động đến khối chuyển mạch.

+ KĐ : Khối khởi động máy phát diezen, khi nhận được tín hiệu của bộ điều khiển.

+ AP1, AP2 : Hai aptomat bảo vệ nguồn khi có sự cố quá tải hay ngắn mạch.

+ CM : Khối chuyển mạch thực hiện việc đóng ngắt tải từ nguồn này sang nguồn khác theo tác động của hộ điều khiển.

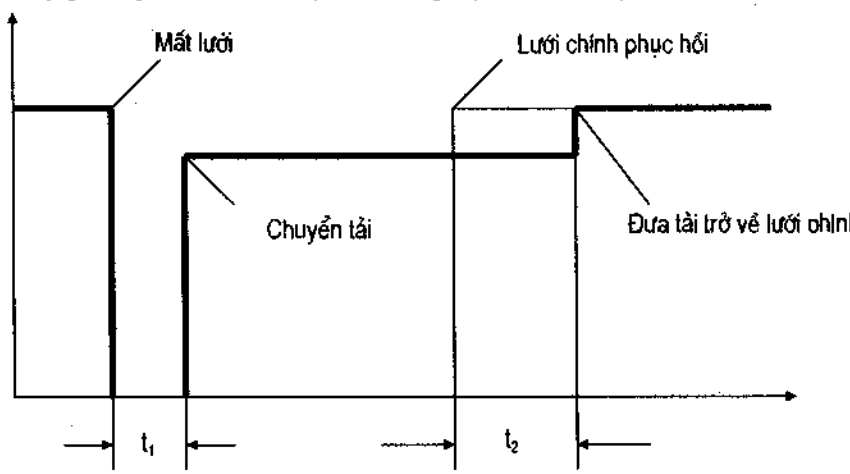
b) Nguyên lý hoạt động của ATS

* ATS lưới – lưới:

Cấu trúc của loại ATS này được vẽ trên hình 3.13a.

ATS lưới – lưới hoại động rất đơn giản. Khi chất lượng nguồn điện chính không đạt, lúc đó bộ so sánh cấp tín hiệu cho khối điều khiển tác động đến khối chuyển mạch chuyển tải từ lưới chính sang lưới dự phòng. Khi lưới điện chính phục hồi trở lại, ATS tiến hành kiểm tra chất lượng nguồn điện chính nếu đủ tiêu chuẩn thì cấp tín hiệu chuyển tải trở lại nguồn chính.

Chuyển đổi nguồn cấp của ATS L–L được thiết kế theo giản đồ như hình 3.14.



Hình 3.14. Giản đồ thời gian chuyển đổi nguồn của ATS L–L

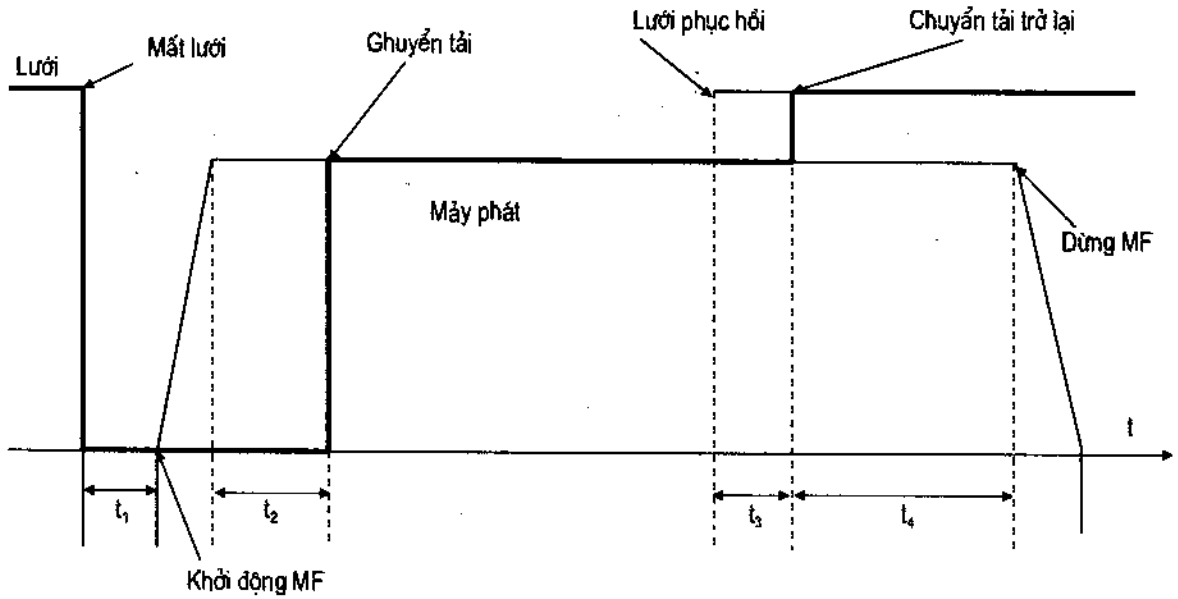
Ban đầu tải được cấp điện hằng nguồn chính thông qua MBA1. Khi lưới chính bị sự cố (như mất nguồn, mất pha...) lúc đó khối điều khiển của ATS nhận tín hiệu sự cố và xử lý nó, đồng thời ATS cũng kiểm tra chất lượng điện nguồn dự phòng. Nếu chất lượng nguồn dự phòng tốt thì ATS sẽ tạo khoảng thời gian trễ t_1, để khẳng định lưới chính gặp sự cố thực sự không (hay chỉ là sự cố thoáng qua). Sau đó đưa tín hiệu cho cơ cấu chấp hành tác động chuyển tải sang nguồn dự phòng.

Khi tải đang làm việc với nguồn dự phòng mà lưới chính phục hồi trở lại, ATS xử lý tín hiệu này đồng thời tạo khoảng thời gian trễ t_2 (5 ÷ 10 giây), để đảm bảo rằng nguồn chính đã ổn định có thể đưa vào vận hành. Sau đó ATS phát tín hiệu tác động đến cơ cấu chuyển mạch, đưa tải trở lại lưới chính. Trong quá trình làm việc, ATS thường xuyên theo dõi hoạt động của các nguồn điện.

* ATS lưới – máy phát:

Một trong những nhược điểm lớn của ATS lưới – lưới là khi xảy ra sự cố của hệ thống, như gián đoạn cấp điện của mạng điện quốc gia, hư hỏng trạm biến áp trung gian, lúc đó nguồn dự phòng không còn tác dụng. Do vậy, để bảo đảm việc chủ động cấp điện cho các

phụ tải quan trọng cấp quốc gia (nbư hội trường quốc bội, ngân hàng nhà nước, trung tâm điện toán, khu quân sự... nếu mất điện có thể nguy hiểm đến kinb tế và an ninh quốc gia) người ta thường xây dựng nguồn dự phòng là máy phát điezen. Tương ứng với nó có loại ATS lưới – máy phát. Cấu trúc của loại nãy được cho trên hình 3.13b.



Hình 3.15. Giản đồ thời gian chuyển đổi ATS L–MF

Đối với ATS lưới – máy phát, việc hoạt động phức tạp hơn ATS lưới – lưới, vì có thêm bộ phận khởi động động co điezen. Khi tín hiệu từ bộ (SS1) háo nguồn chính có chất lượng không đạt yêu cầu, bộ điều khiển (ĐK) sẽ truyền tín hiệu cho bộ khởi động máy phát. Sau khi khởi động xong, diện áp máy phát được thành lập. Nếu chất lượng điện áp máy pbát đảm bảo, bộ SS2 cấp tín hiệu cho bộ điều khiển (ĐK) và cbuyển mạcb (CM) tác động chuyển tải từ lưới chính sang máy phát. Khi lưới phục hồi, sau một khoảng thời gian trễ, bộ điều khiển sẽ tác dộug lên bộ chuyển mạcb, tải lại được chuyển về nguồn chính. Từ thời điểm chuyển tải, máy phát chạy không tải một thời gian để lâm mát máy rồi tự tắt. Quá trình hoạt động được cho trên giản đồ thời gian hình 3.15.

Giải thích giản dồ:

+ Khi lưới có sự cố lúc đó ATS tạo trễ t_1 (khoảng 5 giây) khoảng thời gian từ khi có sự cố đến khi kbởi động điezen để đảm bảo rằng nguồn lưới có sự cố thực sự hay chỉ là sự cố tboáng qua.

+ Khi điện áp máy phát đạt dến $U_f = U_{dm}$ lúc đó bộ SS2 sẽ tính khoảng tbời gian t2 (20 ÷ 25 giây), sau đó thực hiện việc cấp tín hiệu điều khiển cho bộ chuyển mạch chuyển tải sang nguồn dự phòng. Khoảng thời gian này cần thiết cho việc sấy máy điện và đảm bảo máy được bôi trơn.

+ Khi lưới điện phục hồi trở lại, bộ định thời gian troug SS1 sẽ hoạt động, tính tbời gian t_3 (5 giây) để đảm bảo chắc chắn rằng lưới đã phục hồi và ổn định trở lại. Sau đó chuyển tải trở lại lưới.

+ Sau khi chuyển tải trở lại lưới, ATS tính thời gian t_4 (khoảng 300 giây) cho máy phát chạy không tải để làm mát máy, sau thời gian t_4 ATS cho lệnh máy phát dừng.

Khi khởi động máy phát diezen, cần chú ý bộ khởi động của nó thường có các đặc điểm sau đây:

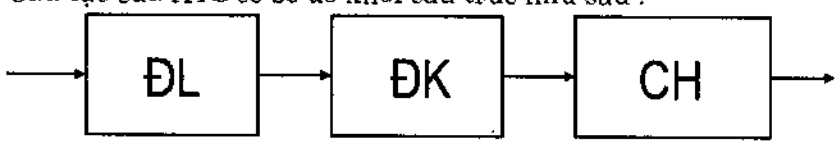
+ Nếu khởi động lần 1 không thành công nó lại trở về trạng thái han đầu, khi đó cần cho máy nghỉ khoảng 10 ÷ 20 giây (cho acquy phục hồi) mới có tín hiệu khởi động lại.

+ Nếu khởi động 3 lần kbông thành công lúc đó thiết bị sẽ tự động khoá lại không khởi động nữa.

Với ATS lưới – máy phát, cần có thêm mạch bảo vệ máy phát. Khi xảy ra sự cố máy phát như mất áp lực dầu bôi trơn, nhiệt độ nước làm mát quá trị số cho phép, lồng tốc, hỏng kích từ,... thì phát lệnh dừng máy chờ khắc phục sự cố.

3.4.2. Cấu tạo chung của ATS

Cấu tạo của ATS có sơ đồ khối cấu trúc như sau :



+ ĐL : Khối đo lường dảm nhận việc thu các tín hiệu đầu vào và biến đổi nó thành các đại lượng thuận lợi cho việc tác động tiếp sau. Tín hiệu vào khối đo lường thường là liên tục, còn tín hiệu ra là các đại lượng liên tục hay rời rạc tuỳ thuộc cách xử lý.

+ ĐK : Khối điều khiển nhận tín hiệu từ đầu ra khối ĐL, xử lý tín hiệu này và đưa ra lệnh tác động đến khối chấp hành.

+ CH : Khối chấp hành thực hiện việc tác động theo lệnh của khối điều khiển.

Ngoài các khối cơ bản trên một số thiết bị tự động còn có thêm kbối phản hồi khi chất lượng yêu cầu cao.

Đối với thiết bị tự động cbuyển nguồn ATS lưới – máy phát cớ cấu tạo gồm hai phần riêng biệt là phần mạch động lực và phần mạch điều khiển. Phần mạch điều khiển gồm có khối đo lường và khối điều khiển đối tượng chấp hành. Khối chấp hành chính là các cơ cấu chuyển mạch.

a) Khối chuyển mạch

Khối chuyển mạch của ATS có nhiệm vụ chuyển tải từ nguồn này sang nguồn khác khi có tín hiệu từ khối điều khiển (chế độ tự động) hoặc theo ý muốn của người vận hành (thao tác bằng tay). Yêu cầu của khối này là phải có công suất chuyển mạch lớn (có thể đóng được dòng điện lớn gấp vài lần dòng định mức), không đóng đồng thời nhiều nguồn, thời gian chuyển mạch nhanh, độ tin cậy cao, đơn giản, gọn nhẹ, dễ vận hành bảo dưỡng.

Hiện nay khối chuyển mạch thường được thực hiện theo 3 thiết bị sau:

+ Dùng công tắc tơ.

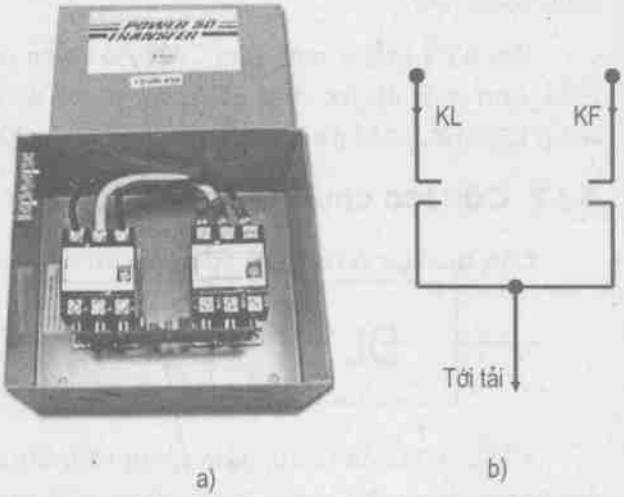
+ Dùng aptomat.

+ Dùng công tắc kiểu bập bênh.

Với ATS lưới – lưới phần chuyển mạch thường có 3 cực, chỉ chuyển mạch phần có điện áp (ba pha), còn trung tính thì chung cho cả 2 nguồn. Với ATS lưới –máy phát, ATS thường có 4 cực, chuyển mạch cả trung tính.

a1) Chuyển mạch dùng hai công tắc tơ

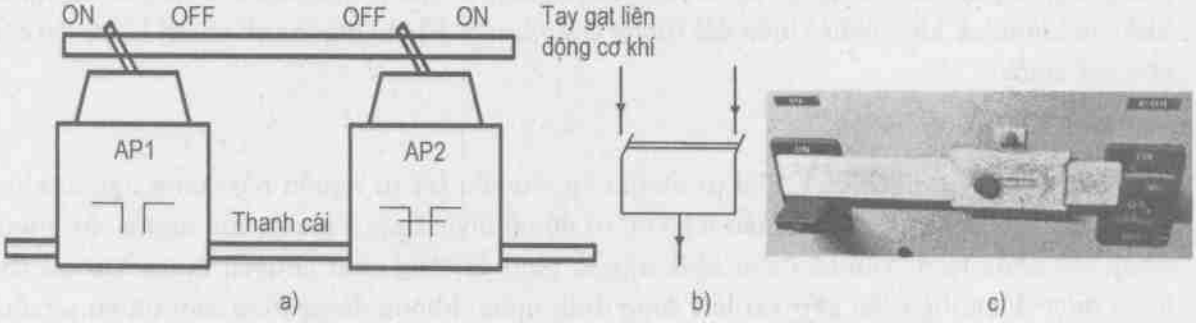
Công tắc tơ là loại khí cụ điện dùng để đóng, cắt thường xuyên các mạch động lực từ xa bằng tay hoặc tự động. Với chuyển mạch kiểu công tắc tơ sử dụng hai công tắc tơ được nối vào hai nguồn điện và chúng được nối liên động với nhau cái này đóng thì cái kia ngắt. Hiện nay chuyển mạch kiểu công tắc tơ chỉ được chế tạo với dòng định mức đến 800A. Ưu điểm loại chuyển mạch này chính là hoạt động đơn giản, kết cấu gọn nhẹ, dễ dàng điều khiển. Hạn chế của kiểu chuyển mạch dùng công tắc tơ là tổn hao công suất vì luôn phải cấp điện trong cuộn nam châm điện để duy trì lực đóng tiếp điểm.



Hình 3.16. Chuyển mạch dùng công tắc tơ
a) Cấu tạo, b) Ký hiệu.

a2) Chuyển mạch dùng hai aptomat

Aptomat là loại khí cụ điện tự động ngắt mạch điện khi có sự cố quá tải, ngắn mạch, thấp áp. Đôi khi aptomat cũng sử dụng để đóng cắt không thường xuyên các mạch điện ở chế độ bình thường. Chuyển mạch kiểu aptomat gồm 2 aptomat đấu ngược nhau, được nối liên động với nhau về mặt cơ khí thông qua tay gạt như hình 3.17.



Hình 3.17. Chuyển mạch bằng aptomat
a) Kết cấu; b) Ký hiệu; c) Hình dạng thực tế.

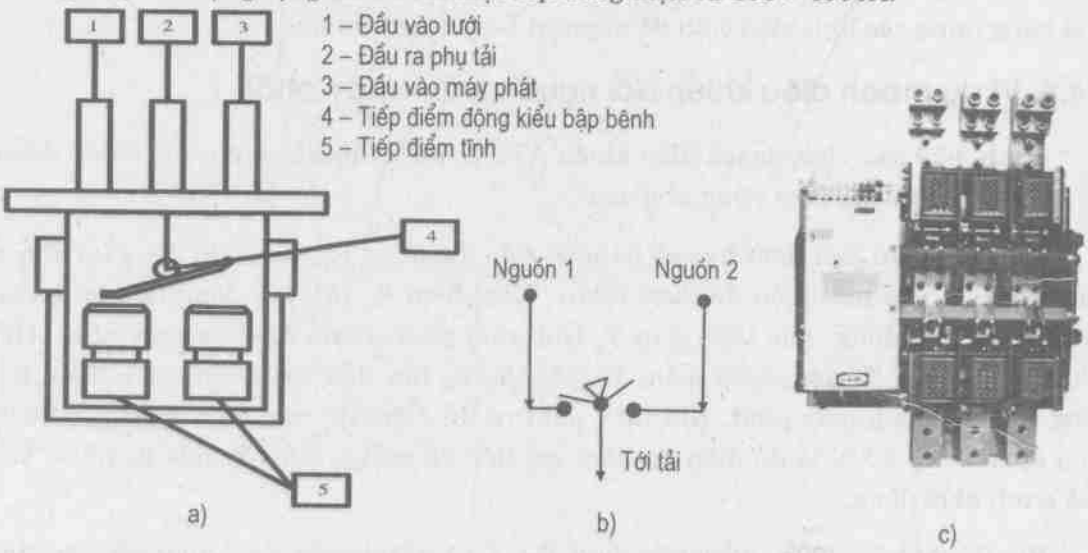
Khi chuyển mạch, aptomat này đóng thì aptomat kia mở. Để thực hiện việc chuyển mạch, trong trường hợp này người ta dùng động cơ chấp hành một pha qua hộp giảm tốc và hệ thống tay biên cơ khí, biến chuyển động quay thành chuyển động thẳng của tay gạt đóng cắt aptomat.

Đối với thiết bị chuyển mạch kiểu này có bộ truyền động cơ khí phức tạp, thời gian tác động chậm hơn khi dùng công tắc tơ (do động cơ quay qua bộ giảm tốc). Ưu điểm chính của loại chuyển mạch này là không cần nguồn duy trì trạng thái đóng tiếp điểm, động cơ chấp hành tiêu thụ công suất nhỏ (cỡ vài chục oát), khả năng đóng cắt tốt. Loại này thường được chế tạo với dòng điện định mức đến khoảng 1600A.

Trường hợp đóng cắt bằng tay có hình dạng thực tế như trên hình 3.17c.

a3) Chuyển mạch kiểu bập bênh

Chuyển mạch kiểu bập bênh (hình 3.18) có nguyên lý hoạt động giống như cầu dao đảo chiều, với hai tiếp điểm tĩnh hai bên. Tiếp điểm động kiểu bập bênh nằm giữa hai tiếp điểm tĩnh và được gắn với trục truyền động. Hai nguồn điện được đưa vào hai tiếp điểm tĩnh, còn điện đưa tới tải lấy ra ở tiếp điểm động. Trục truyền động được nối qua hệ thống cam cơ khí, còn cơ cấu truyền động ở đây là một nam châm điện một chiều có công suất lớn và làm việc ở chế độ xung. Mỗi khi xung điện được đưa vào cuộn dây nam châm điện tiếp điểm động tác động một lần, đến xung tiếp theo, tiếp điểm động chuyển mạch trả lại. Kết cấu chuyển mạch kiểu bập bênh có ưu điểm là gọn nhẹ, tác động nhanh và điều khiển đơn giản. Nhược điểm của nó là cần nguồn điều khiển có công suất lớn, thời gian làm việc ngắn hạn, tuổi thọ (số lần thao tác) thấp so với loại chuyển mạch dùng công tắc tơ hay aptomat do tiếp xúc giữa tiếp điểm động và thanh dẫn ra tải là tiếp xúc động kiểu quay. Cũng giống như aptomat chuyển mạch kiểu bập bênh không cần cuộn dây duy trì tiếp điểm. Hiện nay tiếp điểm loại này thường được sử dụng rộng rãi và với mọi cấp dòng điện từ 400 ÷ 4000A.



Hình 3.18. Chuyển mạch kiểu bập bênh
a) Kết cấu; b) Ký hiệu; c) Hình dạng thực tế.

Nhìn chung, mỗi loại chuyển mạch đều có các ưu nhược điểm riêng, tuỳ theo yêu cầu của phụ tải mà ta lựa chọn cơ cấu chuyển mạch thích bợp với mục tiêu cao nhất là đảm bảo sự làm việc tin cậy, an toàn, dễ vận hành, bảo dưỡng, cơ cấu càng gọn nbẹ càng tốt. Hiện nay tbường dùng kiểu chuyển mạch bập bênh.

3.4.3. Phần mạch điều khiển

Đối với ATS, mạch điều khiển hoạt động chuyển nguồn gồm:

+ Khối đo lường so sánh, thực hiện việc theo dõi giám sát các thông số hoạt động lưới điện và máy phát điezen, so sánh nó với trị số đặt, cấp tín hiệu sự cố cho khối điều khiển.

+ Khối điều khiển cần pbải đảm bảo rằng ATS hoạt động theo đúng giản đồ thời gian trên hình 3.14, 3.15. Đối tượng điều khiển ở đây là các loại chuyển mạch đã nêu trên, do vậy mạch điều khiển cần phải cấp được tín hiệu cho các cơ cấu truyền động của bộ chuyển mạcb. Với chuyển mạch là công tắc tơ, mạch điều khiển cần đưa điện vào cuộn dây nam châm khi lưới có sự cố. Với chuyển mạch kiểu aptomat, mạch điều khiển cần đưa điện vào cuộn dây động cơ. Với chuyển mạch kiểu bập bênh cần cấp tín hiệu xung nối nguồn cho nam châm điện một chiều. Trên hình 3.13 ta thấy rằng mạch điều kbiển của ATS gồm có hai khối so sánh (SS1, SS2) và khối điều khiển (ĐK), đối với ATS lưới – máy phát còn có thêm bộ phận khởi động máy điezen.

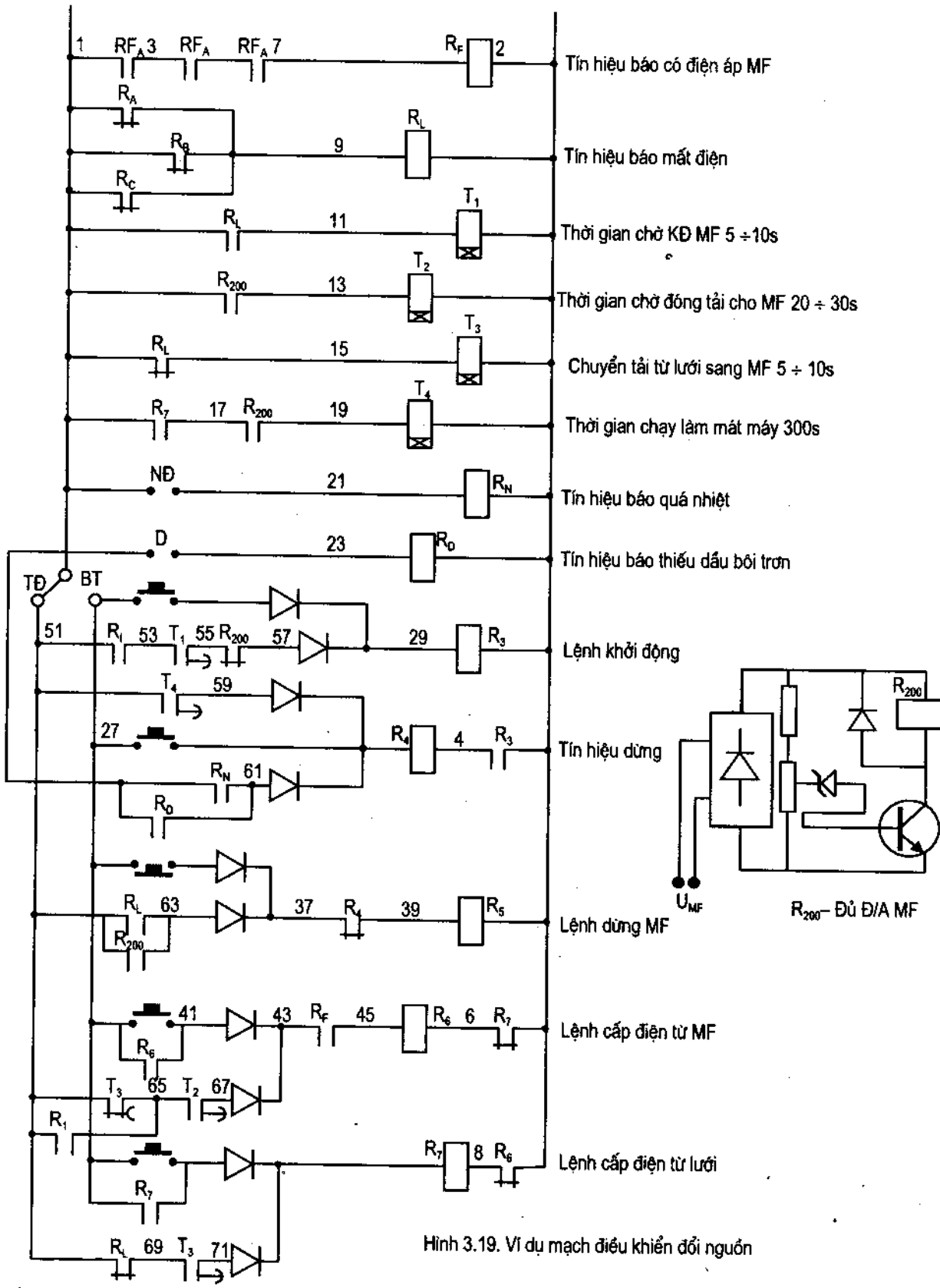
Hiện nay, công nghệ điện tử bán dẫn đang ngày càng phát triển mạnh mẽ và tỏ rõ ưu việt của nó. Các mạch điều khiển được thiết kế từ các linh kiện điện tử bán dẫn gọn nhẹ làm việc chính xác không quán tính. Ngoài ra, công ngbệ kỹ tbuật số ra đời đã mang lại sức mạnh to lớn cho ngành tự động, các thiết bị tự động sử dụng kỹ thuật số ngày càng nhiều. Những thiết bị có khả năng lập trình được nbư PLC, LOOO cũng được sử dụng rộng rãi trong mạch tự động. Đối với thiết bị chuyển nguồn tự động ATS ta boàn toàn có khả năng dùng các linh kiện trên để phục vụ boạt động của nó.

3.4.4. Ví dụ mạch điều khiển đổi nguồn lưới – máy phát

Hình 3.19 cho ví dụ mạch điều khiển ATS L–MF bằng các phần tử có tiếp điểm. Chế độ đổi nguồn tự động hoạt động như sau:

Khi mất điện lưới (một hay cả ba pha) tiếp điểm R_A, R_B, R_C (1–9) đóng lại làm cho R_L hút, tín hiệu báo mất điện đã được nhận. Tiếp điểm R_L (51–53) đóng lại, đồng thời tiếp điểm R_L (1–11) đóng, rơle thời gian T_1 tính thời gian chuẩu bị chạy máy phát. Hết thời gian chỉnh định, T_1 đóng tiếp điểm T_1 (53–55), R_3 bút đưa lệnh bằng tiếp điểm R_3 đóng động cơ khởi động máy phát. Khi máy phàt có đủ điện áp, rơle điện áp R_{200} (thường lấy điện áp khoảng 200V là đủ điện áp) làm mở tiếp điểm R_{200} (55–57) rơle R_3 hở ra kết thúc quá trình khởi động.

Khi đủ điện áp 200V, đóng tiếp điểm R_{200} (1–13) tính thời gian chạy mãy chờ đóng tải hằng T_2. Hết thời gian chờ đóng tải, rơle T_2 đóng tiếp điểm T_2 (65–67), cấp điện cho R_6 ra lệnh cấp điện từ máy phát.



Hình 3.19. Ví dụ mạch điều khiển đổi nguồn

Khi có điện lưới trở lại, nếu đủ ba pha mạch (1–9) hở ra R_1 mất điện làm đóng tiếp điểm R_1 (1–15), T_3 tính thời gian chuyển tải từ máy phát sang lưới, hết thời gian T_3, tiếp điểm T_3 (1–65) mở ra, T_3 (69–71) đóng lại làm cho R_6 nhả ra và R_7 hút. Tiếp điểm R_7 ra lệnh cấp điện từ lưới.

Rơle R_7 đóng, làm tiếp điểm R_7 (1–17) cấp điện cho T_4, T_4 tính thời gian máy chạy không tải (làm mát). Hết thời gian chạy làm mát, đóng tiếp điểm T_4 (51–59) cấp điện cho R_4 làm hở tiếp điểm R_4 (37–39) R_5 nhả, đóng đường nhiên liệu của máy phát điện diezen, máy phát điện dừng. Tín hiệu từ R_5 làm nhiệm vụ mở và đóng nhiên liệu cho máy chạy. Khi máy làm việc R_5 phải có điện để mở đường cấp nhiên liệu, muốn dừng máy cắt điện cuộn dây R_5, đóng đường nhiên liệu.

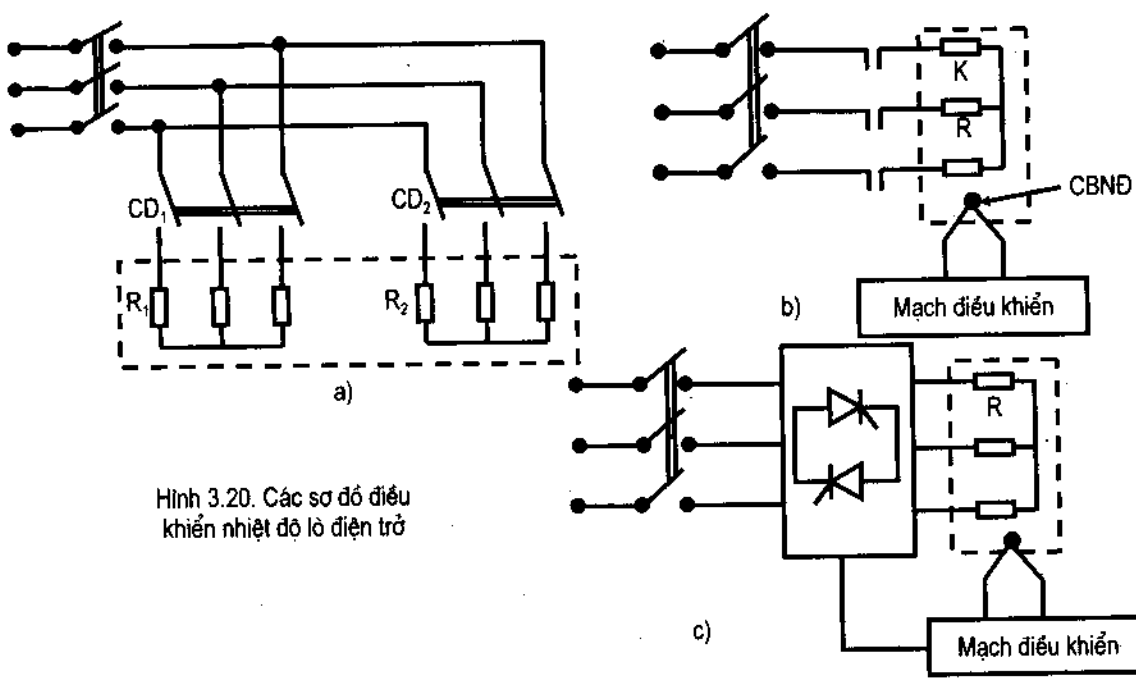
3.5. ĐIỀU KHIỂN NHIỆT ĐỘ

Các thiết bị gia nhiệt đa dạng, có thể gia nhiệt bằng tần số, bằng hồ quang, bằng điện trở. Điều khiển nhiệt độ của các thiết bị gia nhiệt này cũng đa dạng. Ở đây giới thiệu một cách điều khiển gia nhiệt phổ biến là gia nhiệt bằng điện trở dùng cho các tủ sấy.

Năng lượng được cấp cho buồng gia nhiệt: $Q = R.I^2.t$. Điều khiển nhiệt độ cho buồng gia nhiệt là điều khiển dòng điện đưa vào sợi đốt. Nhiệt độ có thể được điều khiển bằng phương pháp điều khiển gián đoạn hay điều khiển liên tục bằng van bán dẫn. Trong chương này, nghiên cứu điều khiển nhiệt độ gián đoạn.

3.5.1. Phương pháp điều khiển

Điều khiển nhiệt độ cho các tủ sấy bằng điện trở có thể thiết kế theo nhiều cách. Hai cách thiết kế phổ biến là đốt trực tiếp bằng các thanh nhiệt và đốt gián tiếp bằng quạt thổi nhiệt vào buồng gia nhiệt.



Hình 3.20. Các sơ đồ điều khiển nhiệt độ lò điện trở

Mạch điều khiển nhiệt độ có thể mắc theo sơ đồ đóng cắt sợi đốt bằng tay như trên hình 3.20a, điều khiển gián đoạn với việc đóng cắt sợi đốt theo chu kỳ bằng công tắc tơ có tự động kiểm soát nhiệt độ như trên hình 3.20b hay điều khiển nhiệt độ liên tục bằng mạch bán dẫn công suất như trên hình 3.20c.

Sơ đồ hình 3.20a cho phép điều khiển nhiệt độ bằng tay. Nhiệt độ được điều khiển theo từng nấc. Càng nhiều nấc điện trở nhiệt độ được điều chỉnh càng trơn. Cách điều khiển này chỉ thích hợp đối với những lò điện trở không có yêu cầu quá cao về ổn định nhiệt, ví dụ các lò nấu kim loại.

Sơ đồ hình 3.20b dùng để tự động điều chỉnh nhiệt độ theo tín hiệu nhiệt độ lấy từ cảm biến nhiệt độ (CBNĐ). Nhiệt độ được điều chỉnh bằng cách đóng cắt công tắc tơ theo chu kỳ. Khi đóng K, nhiệt độ biến thiên theo:

$$P.dt = C.d\tau + A\tau.dt$$

P – công suất

C – nhiệt dung của lò

A – hệ số toả nhiệt

$\tau = t^0_{LV} - t^0_{mt}$ – nhiệt sai của lò nhiệt

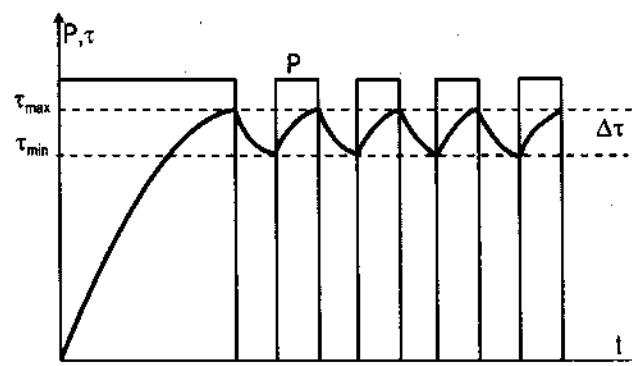
Giải phương trình trên ta có nghiệm :

$$\tau = \tau_{od} + (\tau_{bd} - \tau_{od})e^{-\frac{t}{T_n}}$$

T_n – hằng số thời gian phát nóng động cơ.

Như vậy, nhiệt độ lò nhiệt thay đổi theo đường cong hình 3.21. Khi tiếp điểm K đóng, nhiệt độ tăng đến τ_{max}. Mở tiếp điểm K, nhiệt độ giảm về τ_{min}. Nhiệt độ của lò nhiệt thay đổi trong vùng $\tau_{max} - \tau_{min}$. Điều khiển các ngưỡng τ_{max}, τ_{min}, điều khiển nhiệt độ trung bình của lò nhiệt.

Sơ đồ hình 3.20c dùng để tự động điều khiển nhiệt độ bằng điều chỉnh trơn. Khi nhiệt độ nằm ngoài vùng nhiệt độ chỉnh định, mạch điều khiển tiristor tự động điều chỉnh góc mở để điều chỉnh nguồn năng lượng cấp cho sợi đốt.



Hình 3.21. Biến thiên nhiệt độ trong các lò nhiệt điều khiển bằng công tắc tơ

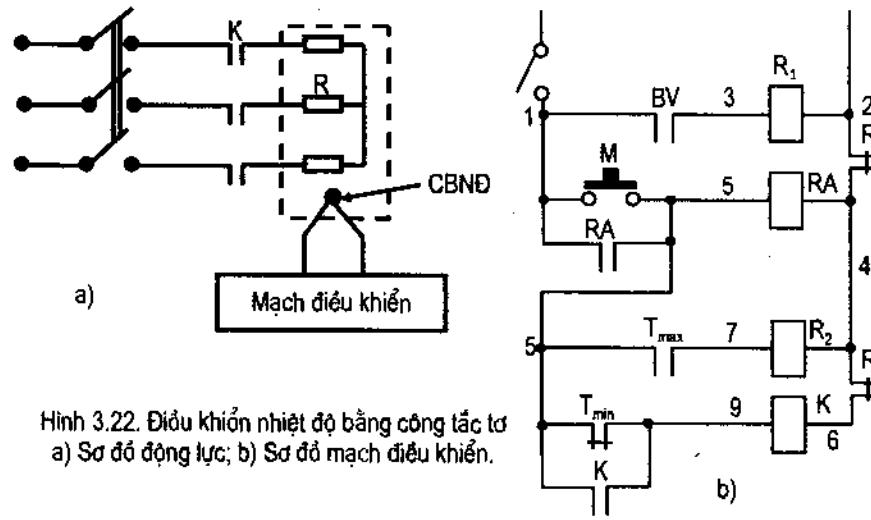
3.5.2. Mạch điều khiển

a) Mạch điều khiển lò cấp điện trực tiếp

Muốn điều khiển các công tắc tơ theo nhiệt độ cần có tín hiệu nhiệt đưa tới mạch điều khiển. Cảm biến nhiệt độ có thể nhiều loại. Những loại phổ biến là: cảm biến bằng cặp

nhiệt ngẫu, hằng nhiệt điện trở... Các tín hiệu nhiệt này được khuếch đại cho tới giá trị đủ lớn, đưa tới điều khiển các tiếp điểm. Phần lớn từ các mạch khuếch đại này đưa tới mạch điều khiển là hai tiếp điểm báo hai ngưỡng chỉnh định nhiệt độ τ_{max} và τ_{min}. Khi nhiệt độ dưới ngưỡng chỉnh định tiếp điểm τ_{min} đóng τ_{max} hở, trong vùng chỉnh định cả hai tiếp điểm τ_{min} và τ_{max} đều hở, lên trên ngưỡng chỉnh định τ_{max} đóng.

Mạch tự động điều chỉnh nhiệt độ theo giản đồ hình 3.21b có thể thiết kế đơn giản như hình 3.22b. Cảm biến có hai tiếp điểm, tác động ở ngưỡng nhiệt độ thấp (τ_{min}) và tiếp điểm tác động ở nhiệt độ cao (τ_{max}). Tiếp điểm này sẽ được xử lý và ra lệnh đóng hay cắt nguồn điện cho sợi đốt.



Hình 3.22. Điều khiển nhiệt độ bằng công tắc tơ
a) Sơ đồ động lực; b) Sơ đồ mạch điều khiển.

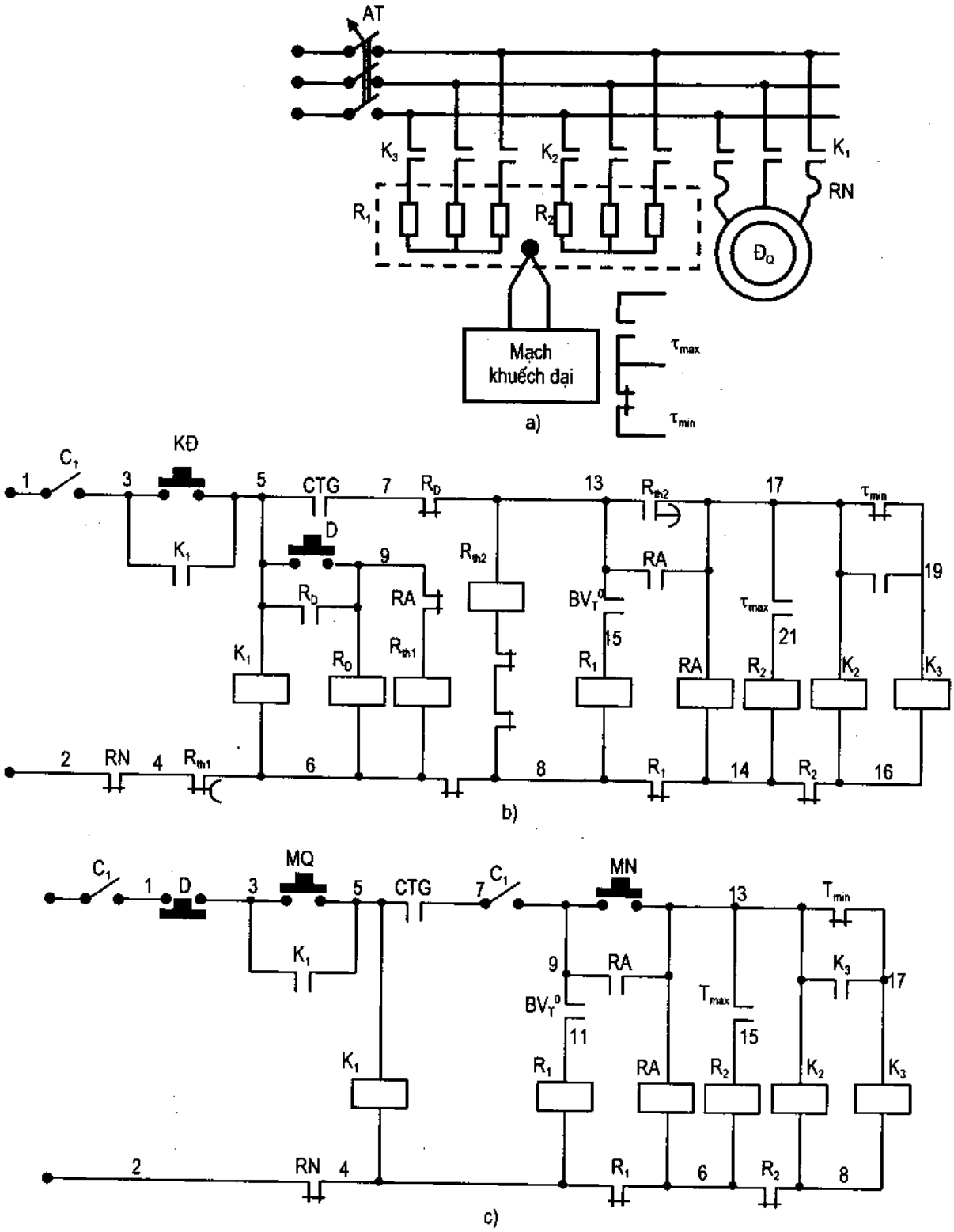
Ở nhiệt độ thấp dưới ngưỡng τ_{min}, tiếp điểm (5–9) đóng, cuộn hút K có điện, đóng tiếp điểm K, cấp điện cho sợi đốt. Nhiệt độ tăng đến ngưỡng τ_{min} tiếp điểm (5–9) mở ra, K vẫn tiếp tục được đóng nhờ tiếp điểm K mạch (5–9) tự giữ. Lên tới ngưỡng nhiệt độ cao τ_{max}, tiếp điểm T_{max} (5–7) đóng, rơle R_2 đóng làm mở tiếp điểm R_2 (4–6), K mất điện, mở tiếp điểm K, sợi đốt ngừng cấp điện. Nhiệt độ giảm xuống dưới ngưỡng τ_{max}, tiếp điểm (5–9) mở ra, K vẫn chưa được đóng, do chưa đến τ_{min} ngưỡng đóng T_{min} (5–9). Chỉ đến khi nhiệt độ giảm tới τ_{min} tiếp điểm này đóng lại, chu kỳ lặp lại.

b) Mạch điều khiển cấp nhiệt gián tiếp

Các tủ sấy bằng điện trở thường được cấp nhiệt gián tiếp. Nhiệt được cấp vào lò nhiệt bằng quạt thổi qua sợi đốt. Sơ đồ động lực của tủ sấy gián tiếp có các sợi đốt R_1, R_2 (trên sơ đồ động lực hình 3.23a) được cấp điện thông qua các công tắc tơ K_2, K_3. Muốn ổn định nhiệt độ cần có chế độ đóng cắt các công tắc tơ hợp lý. Nhiệt độ từ các điện trở được đưa vào buồng sấy bằng quạt (động cơ $Đ_Q$).

Mạch điều khiển tủ sấy gián tiếp vẽ trên hình 3.23b. Hoạt động của mạch điều khiển này có thể giải thích như sau:

Sau khi đóng AT cấp điện động lực, đóng công tắc C_1 cấp điện cho mạch điều khiển. Nhấn nút KĐ, cuộn dây K_1 có điện đóng tiếp điểm K_1 trong mạch động lực cấp điện cho động cơ quạt. Khi quạt đủ lượng gió, công tắc gió CTG (5–7) đóng, rơle R_{th2} được cấp điện, tính thời gian để đóng tiếp điểm R_{th2} (13–17). Khi tiếp điểm R_{th2} (13–17) đóng, cuộn dây RA có điện, cấp điện cho mạch điều khiển nhiệt độ. Mạeb điện cấp cho K_1, K_2 tự duy trì bằng tiếp điểm tự giữ RA (13–17).



Hình 3.23. Mạch điều khiển nhiệt độ cho tủ sấy gián tiếp

Khi còn ở nhiệt độ thấp, công tắc tơ K_2 đóng, tiếp điểm T_{min} (17–19) đóng công tắc tơ K_3 đóng, các sợi đốt R_1, R_2 được cấp điện. Nhiệt độ của buồng gia nhiệt tăng lên, đến ngưỡng chỉnh định tiếp điểm T_{min} mở ra nhưng K_1, K_3 tiếp tục đóng nhờ tiếp điểm K_3 (17–19) tự giữ. Khi nhiệt độ tăng tới τ_{max}, tiếp điểm T_{max} (17–21) đóng cuộn dây R_2 có điện làm mở tiếp điểm R_2 (16–12) cả hai công tắc tơ K_2, K_3 đều cắt điện, các sợi đốt R_1, R_2 ngừng cấp nhiệt. Do quán tính nhiệt, nhiệt độ còn tiếp tục tăng, do đó tiếp điểm nhiệt τ_{max} tiếp tục đóng và K_2, K_3 tiếp tục hở. Hết quán tính nhiệt (thường tăng thêm $(1 \div 2)^0$C nhiệt độ mới giảm xuống), tiếp điểm τ_{max} mở ra, K_2 được đóng trở lại, sợi đốt R_1 được cấp điện, công suất sợi đốt này nhỏ nên nhiệt độ của buồng gia nhiệt tiếp tục giảm chậm, khi tới nhiệt độ chỉnh định τ_{min} tiếp điểm τ_{min} (17–19) đóng lại K_3 có điện, quá trình điều khiển tăng nhiệt độ lặp lại.

Khi gặp sự cố, tiếp điểm T_{max} (17–21) không đóng, nhiệt độ tiếp tục tăng lên tới nhiệt độ cần bảo vệ, đóng tiếp điểm BV_T (13–15) làm cho rơle R_1 có điện mở tiếp điểm R_1 (8–14), cắt điện phần điều khiển cấp nhiệt cho sợi đốt.

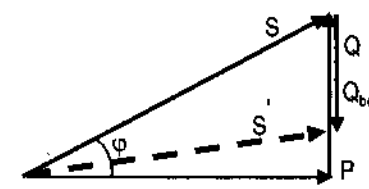
Khi cần dừng, nhấn nút Đ các tiếp điểm R_D (7–13), (6–8) mở, cắt điện phần điều khiển sợi đốt, Rơle thời gian R_{th1} tính thời gian (thời gian cần cho việc giảm nhiệt trong Calorifer), hết thời gian chỉnh định của R_{th1} hở mạch R_{th1} (4–6), mạch điều khiển cắt điện.

Mạch 3.23c cho một mạch điều khiển khác, mà người đọc có thể tự lý giải được hoạt động của nó.

3.6. BÙ COSφ

3.6.1. Tam giác công suất

Công suất biểu kiến của tải (thường là của một xí nghiệp hay một hộ tiêu thụ có biến áp độc lập) bao gồm hai thành phần hữu công (P) và vô công (Q) do thành phần điện cảm tải gây nên. Các đại lượng này được biểu thị bởi tam giác công suất như trên hình 3.24. Từ tam giác công suất đã biết rằng $\cos\varphi = \frac{P}{S}$.



Hình 3.24. Tam giác công suất

Như vậy với cùng một công suất hữu công, nếu tải tiêu thụ một công suất vô công Q lớn, công suất biểu kiến từ lưới lớn, dòng điện trên đường dây lớn gây tổn hao công suất và điện áp trên đường dây lớn, gây sụt áp của tải. Do đó cần giảm công suất vô công bằng cách bù một lượng công suất phản kháng ($Q_{bù}$). Khi đó, công suất nhận từ lưới giảm xuống và dòng điện trên đường dây giảm.

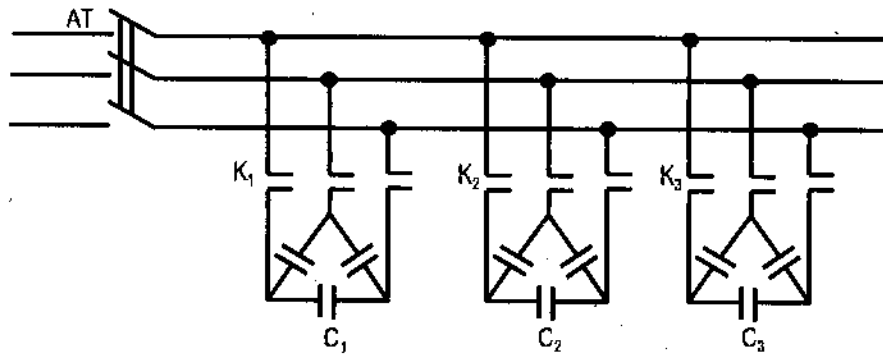
Hiện nay, hai cách bù công suất phản kháng được dùng phổ biến nhất là bù bằng máy phát chạy ở chế độ bù cosφ và bù tĩnh bằng tụ bù. Cách thứ nhất ít dùng hơn do lắp đặt phức tạp hơn và vốn đầu tư cũng cao hơn. Cách thứ hai thường được dùng hơn do thuận tiện trong lắp đặt và giá thành thấp.

3.6.2. Bù cosφ bằng tụ

Việc bù cosφ thường được thực hiện bằng cách đóng tụ vào lưới hạ thế của hộ tiêu thụ. Cách bù như thế này có lợi hơn cho hộ tiêu thụ. Bởi vì, khi đóng tụ bù vào lưới hạ thế điện áp được tăng lên và giá thành của tụ bù hạ thế thấp hơn tụ bù cao thế.

Đơn vị để lựa chọn bù cosφ có thể là theo từng máy, theo phân xưởng, hay đóng tụ vào đầu ra hạ thế của biến áp động lực.

Dung lượng cần bù ($Q_{bù}$) được tính từ thông số công suất phản kháng của hộ tiêu thụ. Tải của hộ tiêu thụ thường thay đổi, cosφ cũng thường thay đổi. Do đó, dung lượng tụ cần đóng vào lưới cũng luôn thay đổi, tự động bù có hiệu quả nhất là chia tụ thành các nhóm. Ví dụ trên hình 3.25, bộ tụ được chia thành ba nhóm để đóng vào lưới hộ tiêu thụ. Đóng cắt bộ tụ nào là do yêu cầu cosφ của tải. Các nhóm tụ không nên chia bằng nhau, người ta thường chia các nhóm tụ có điện dung tăng dần khi đóng ($C_1 < C_2 < C_3$).



Hình 3.25. Chia nhóm tụ bù cosφ

Các cảm biến được lấy để ra lệnh đóng tụ là cảm biến cosφ. Khi cosφ thấp ra lệnh đóng tụ, khi cosφ cao ra lệnh cắt tụ.

Lựa chọn thời điểm để đóng thêm hay cắt hớt dung lượng của tụ tùy thuộc cosφ của tải. Theo kinh nghiệm chỉnh định, khi cosφ < 0,85 (ngưỡng thấp) cần đóng thêm tụ, còn khi cosφ > 0,96 (ngưỡng cao) cắt bớt tụ.

Thứ tự đóng tụ từ bé đến lớn và cắt tụ cũng từ bé đến lớn, điều này sẽ hợp lý hơn cho việc tự động lựa chọn đóng và cắt tụ. Nếu đông đến nhóm tụ nào đó, mà hệ số cosφ trở nên lớn hơn ngưỡng cao thì cắt bớt nhóm tụ nhỏ đi. Sơ đồ mạch điều khiển đóng cắt tụ được vẽ trên hình 3.26.

Hoạt động của sơ đồ hình 3.26 được giải thích như sau:

a) Đóng tụ vào lưới

Điều khiển đóng cắt tụ theo nguyên tắc thời gian, các rơle thời gian cần có để xác định cosφ đã xác lập, chứ không phải quá độ, chỉ khi nào sự hiến đổi của tải đã xác lập mới tiến hành đóng hay cắt tụ.

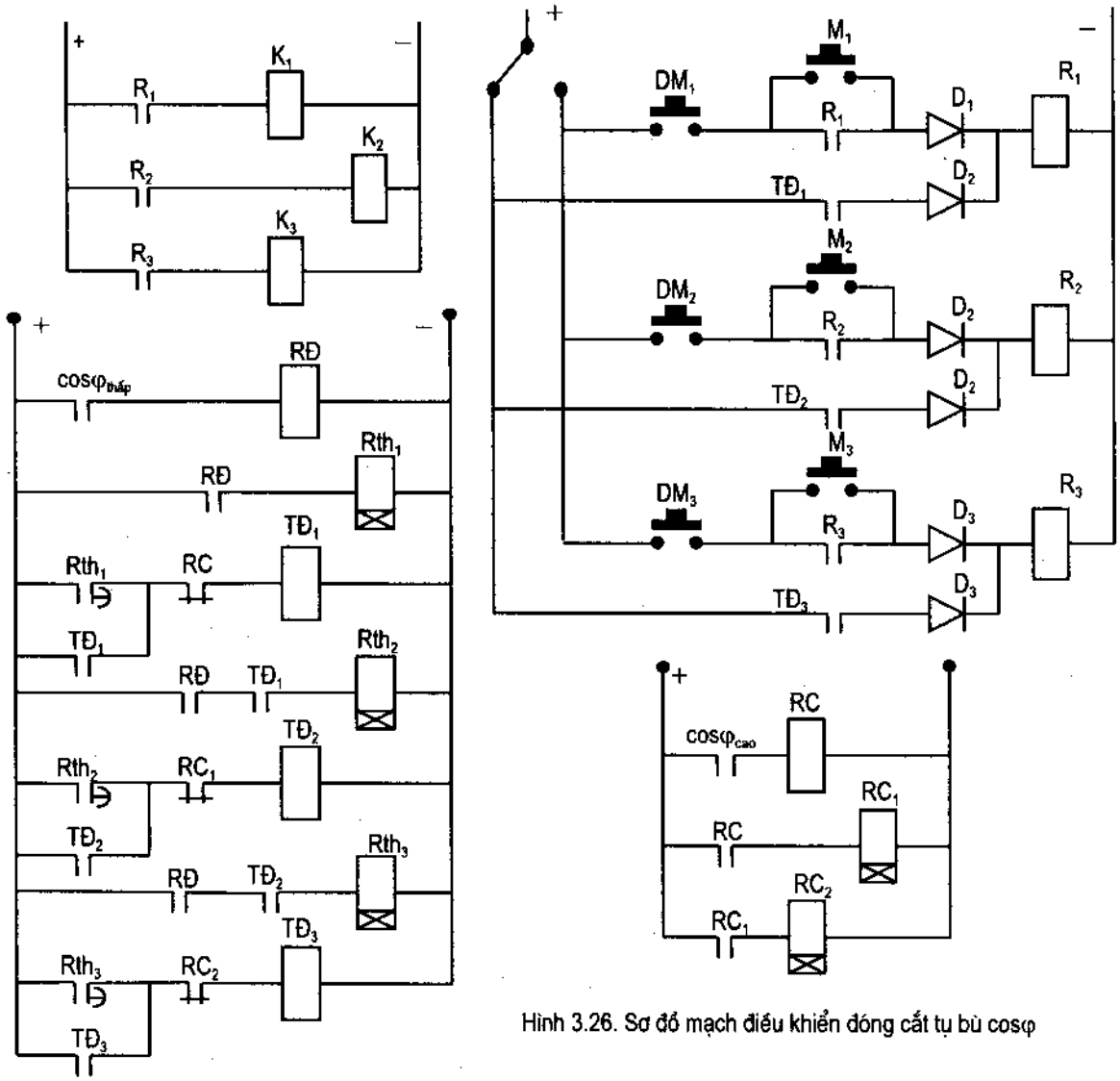
Khi cosφ dưới ngưỡng thấp, cảm biến $cosφ_{thấp}$ trọng mạch đóng làm cho rơle RĐ hút, rơle Rth_1 tínb thời gian rồi đóng tiếp điểm để ra lệnh đóng $TĐ_1$, R_1, K_1, nhóm tụ C_1 được đóng vào lưới. Nếu cosφ cbưa đủ, rơle Rth_2 tiếp tục tính thời gian để đóng nhóm tụ thứ bai (C_2). Nếu cosφ chưa đủ, tiếp tục đóng như thế cho tới nhóm tụ cuối cùng.

Trường hợp đóng tới nhóm tụ nào đó mà cosφ đạt trị số trên ngưỡng thấp cảm biến $cosφ_{thấp}$ mở ra, các tiếp điểm RĐ trong các mạch tính thời gian được mở ra, đừng quá trình đóng tụ tiếp theo. Những tụ đã đóng, được tự giữ bằng tiếp điểm tự giữ của mạch cuộn hút các rơle $TĐ_1$, $TĐ_2$, $TĐ_3$.

b) Cắt tụ khỏi lưới

Khi cosφ lớn trên ngưỡng cao, tiếp điểm $cos\varphi_{cao}$ đóng, rơle RC đóng làm mở $TĐ_1$ kéo theo cắt bộ tụ C_1, nếu cosφ tiếp tục cao sẽ tiến hành cắt các bộ tụ tiếp theo.

Trường hợp, cắt tới một bộ tụ nào đó có cosφ trị số dưới ngưỡng thấp, khi đó sẽ đóng lại tụ từ nhỏ đến lớn, cho đến khi nào đủ cosφ thì thôi.



Hình 3.26. Sơ đồ mạch điều khiển đóng cắt tụ bù cosφ

Ngoài việc đóng tụ theo cảm biến cosφ đã nêu ở trên, người ta có thể đóng tụ theo công suất phản kháng (Q), nhưng loại cảm biến này khó chế tạo hơn nên ít được dùng trong thực tế hơn.

Một số mạch thiết kế có thể lựa chọn cách đóng tụ theo điện áp, vì khi cosφ thấp, tổn hao trên đường dây tăng lên làm giảm điện áp của hộ tiêu thụ. Tuy nhiên, cách bù cosφ như thế này có độ chính xác không cao.

3.7. THIẾT BỊ BƠM NƯỚC CHO NHÀ CAO TẦNG

3.7.1. Mô tả hoạt động

Một nhà cao tầng thường có một bể nước trên trần và bể chứa nước dưới tầng ngầm, máy bơm được đóng điện khi cạn nước bể trên trần và máy bơm dừng chạy theo một số cách điều khiển sau:

– Đầy nước bể trên trần.

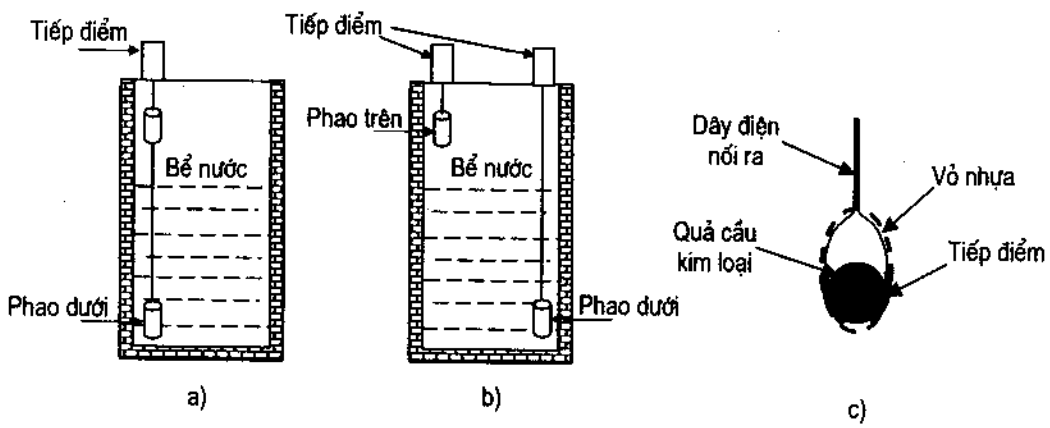
– Đầy nước bể trên trần hoặc cạn nước bể dưới ngầm.

– Đầy nước bể trên trần, cạn nước bể dưới ngầm, sau khi bơm không nước máy được phép chạy thêm ít phút thì dừng.

Muốn tự động bơm nước cần có các tín hiệu về mực nước trong các bể.

3.7.2. Cảm biến mức nước

Cách bố trí cảm biến của bể trên trần có thể được thực hiện như trên hình 3.27a, b. Ở bể chứa dưới ngầm, việc bố trí cảm biến như hình 3.27a, b gặp khó khăn hơn. Người ta có thể sử dụng cảm biến dạng cầu như hình 3.27c treo trong bể. Cảm biến có hình bầu dục, phía bên trong có gắn hai lá kim loại có dây dẫn nối ra làm tiếp điểm, một quả cầu kim loại bên trong cảm biến. Khi cạn nước, cảm biến treo trong không khí theo chiều thẳng đứng, quả cầu đè vào hai lá kim loại thành dẫn điện. Khi cảm biến ngập nước nó trở nên nằm ngang ra, quả cầu rời khỏi đáy, làm hở mạch tiếp điểm.



Hình 3.27. Sơ đồ bố trí cảm biến bơm nước cho nhà cao tầng

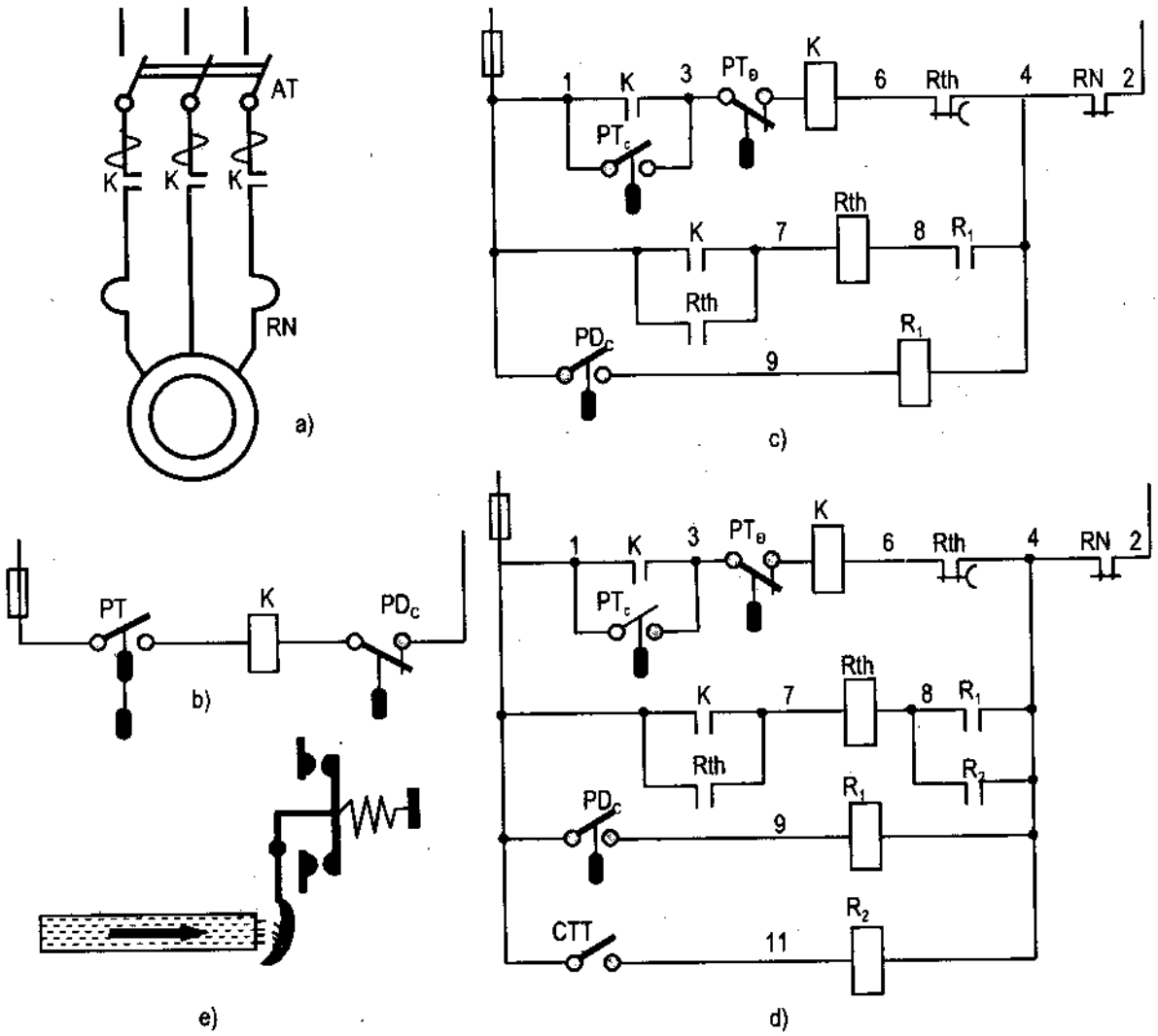
3.7.3. Điều khiển bơm

Hình 3.28 vẽ sơ đồ động lực và điều khiển mạch bơm nước nhà cao tầng. Trường hợp dùng cảm biến mức nước loại hai phao có tiếp điểm, sơ đồ mắc như hình 3.28b. Khi nước bể trên trần cạn, phao trên PT đóng tiếp điểm. Khi nước bể dưới cạn phao dưới PD mở tiếp điểm.

Khi nước bể trên đầy trên ngưỡng chỉnh định, PT mở ra hoặc nước bể dưới xuống dưới ngưỡng chỉnh định PD mở ra động cơ cũng ngừng bơm.

Hình 3.28c vẽ sơ đồ bơm nước thường gặp, có xét tới việc cạn nước bể dưới còn cho phép động cơ tiếp tục làm việc, bơm không nước trong một khoảng thời gian trễ.

Khi cạn nước bể trên, các tiếp điểm phao PT_C và PT_D cùng đóng, nếu bể dưới đầy nước tiếp điểm PD_C hở, tiếp điểm R_{th} (6–4) đóng, công tắc tơ K hút, đóng động cơ bơm. Khi đầy nước, mở tiếp điểm PT_D (3–5) K mất điện, động cơ bơm dừng.



Hình 3.28. Sơ đồ bơm nước cho nhà cao tầng

Trường hợp đang bơm bể dưới hết nước, tiếp điểm PD_C (1–9) đóng lại rơle R_1 có điện làm đóng tiếp điểm R_1 (4–8), rơle R_{th} có điện nó tính thời gian để hở tiếp điểm R_{th} (4–6), động cơ dừng bơm.

Tương tự trường hợp này, khi cạn nước bể trên động cơ bơm được đóng một thời gian, nếu vẫn không có nước động cơ mới dừng.

Trường hợp khá phổ biến, máy bơm chạy nhưng không có nước trong đường ống. Khi đó người ta dùng công tắc thìa (CTT) để lấy tín hiệu có nước đang bơm. Cấu tạo của công tắc thìa như trên hình 3.28e. Khi có nước từ đường ống bơm chảy ra đổ vào chiếc thìa, nó làm kéo tay đòn, đóng tiếp điểm CTT. Sơ đồ mạch điều khiển cho trường hợp này giới thiệu trên hình 3.28d. Rơle thời gian dùng chung cho việc kiểm soát nước bơm.

Khi mới chạy máy bơm công tắc thìa chưa đóng, mạch cuộn hút K được đóng qua tiếp điểm rơle thời gian R_{th} (4–6). Do chưa có nước đổ lên bể, CTT (1–11) không đóng, R_{th} tính thời gian, nếu trong khoảng thời gian chỉnh định mà có nước đổ lên bể, CTT (1–11) đóng, cuộn dây R_2 có điện, tiếp điểm R_2 (4–8) mở ra, rơle thời gian mất điện, tiếp điểm R_{th} (4–6) vẫn đóng động cơ bơm bình thường. Nếu hết thời gian chỉnh định mà vẫn không nước, CTT (1–11) vẫn mở, tiếp điểm thời gian R_{th} (4–6) mở ra, động cơ dừng.

Chương 4. Điều khiển bằng mạch không tiếp điểm

4.1. HỆ THỐNG SỐ VÀ MÃ

Phần này khảo sát tổng quát về bệ thống số và các hệ thống mã hoá thường dùng trong các thiết bị lập trình công nghiệp nói riêng và các thiết bị số nói chung (thiết bị điều khiển không tiếp điểm). Ta sẽ khảo sát lần lượt các hệ thống số như hệ hai (binary), hệ tám (octal), hệ mười (decimal), hệ mười sáu (hexadecimal). Ngoài ra cũng tìm hiểu về mã BCD (Binary Coded Decimals) và mã Gray được dùng khá phổ biến trong các thiết bị điều khiển.

4.1.1. Hệ thống số

Đối với thiết kế mạch điều khiển không tiếp điểm, việc thao tác thành thạo các bệ thống số là hết sức cần thiết. Các bệ thống số dùng trong điều khiển không tiếp điểm, thường dùng các cơ số 2 (binary), cơ số 8 (octal), cơ số 10 (decimal) và cơ số 16 (hexadecimal). Cơ số của một hệ thống số xác định tổng số lượng các chữ số dùng cho hệ thống số đó. Ví dụ hệ thống số dùng cơ số 2 thì tổng số lượng các chữ số là 2, gồm có số 0 và số 1. Hệ thống số dùng cơ số 8 thì tổng số lượng các chữ số là 8, gồm các số 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Hệ thống số dùng cơ số 10 thì tổng số lượng các chữ số là 10, gồm các số 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Hệ thống số dùng cơ số 16 thì tổng số lượng các chữ số là 10 cộng với 6 chữ cái, gồm các số 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 và các chữ cái A, B, C, D, E, F.

a) Hệ mười

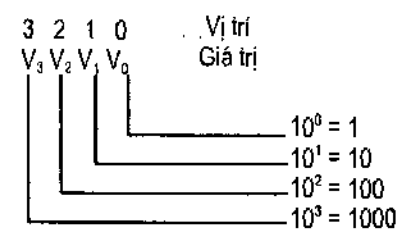
Vị trí trọng số ⟶ n ... 3 2 1 0

Con số cần hiểu diễn ⟶ V_n ... V_3 V_2 V_1 V_0

Hình 4.1. Cách thể hiện một con số lớn hơn 9

Đây là hệ thống số phổ biến trong giao tiếp hàng ngày giữa con người với con người. Đối với hệ thống số này sử dụng 19 số để biểu diễn 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Trong các số này thì chữ số 9 có giá trị cao nhất, tuy nhiên để biểu diễn một con số lớn hơn 9, người ta quy định mức trọng số đối với từng vị trí thể hiện, bắt đầu được tính từ phải qua trái.

Ở hàng trên cùng là vị trí trọng số của các số, được đánh từ 0 đến n. Hàng dưới là các số thể hiện giá trị của con số qua từng vị trí cụ thể. Vị trí đầu tiên bắt đầu từ bên phải là vị trí trọng số 0, cũng là vị trí có trọng số thấp nhất (có ý nghĩa nhỏ nhất LSB (least significant hit). Ví trí cuối cùng phía bên trái là vị trí trọng số n, cũng là vị trí có trọng số cao nhất (có ý nghĩa lớn nhất MSB (most significant bit) tương ứng với một con số.

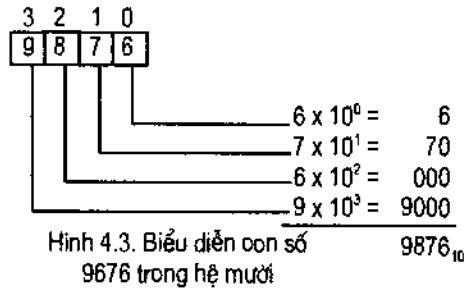


Hình 4.2. Giá trị trọng số

Trong hình 4.2, giá trị của các trọng số được thể hiện theo cơ số 10 và có giá trị bằng (cơ số)$^{vị\ trí}$. Trong hệ mười giá trị của các trọng số xác định từ trái qua phải được tính như sau: $10^3 = 1000$, $10^2 = 100$, $10^1 = 10$, $10^0 = 1$ ...

Như vậy giá trị của một số (ví dụ 9876) thể hiện dưới dạng hệ mười được xác định như sau:

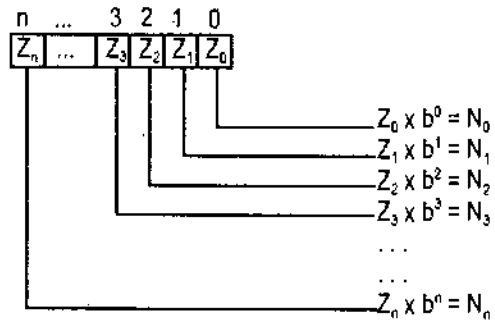
Nếu biểu diễn con số tổng quát trong hệ cơ số bất kỳ, thì kết quả cuối cùng sẽ là tổng của các phép nhân giữa mỗi số, tương ứng với từng trọng số của nó.



Hình 4.3. Biểu diễn con số 9676 trong hệ mười

Từ đó con số tổng quát được biểu diễn qua hệ thức chung như sau:

Tổng các giá trị từ N_0 đến N_n sẽ tương đương với một con số.

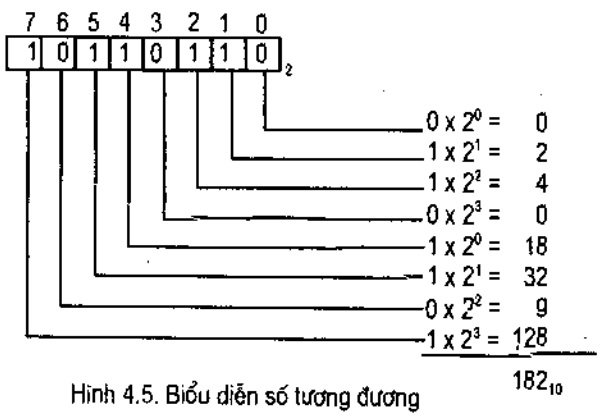


Hình 4.4. Biểu diễn con số tổng quát trong hệ cơ số bất kỳ

b) Hệ hai

Hệ hai được dùng phổ biến trong các thiết bị điều khiển số, các máy tính số, các bộ điều khiển PLC (Programable Logic Controller). Trong hệ hai sử dụng chữ số 2 làm cơ số và để thể hiện số trong hệ này dùng 2 số 0 và 1. Đối với các thiết bị số, việc dùng hệ hai rất thuận lợi do chỉ cần lưu giữ hai trạng thái 0 và 1 của một biến. Trên thực tế có rất nhiều thiết bị chỉ làm việc với hai trạng thái, ví dụ: đèn điện thể hiện sáng hoặc tối, van nước thể hiện đóng hoặc khoá, cầu dao thể hiện đóng hoặc ngắt, động cơ chạy hoặc dừng, IC số thể hiện hai trạng thái điện áp cao hoặc điện áp thấp...

So với hệ mười thì một số tương ứng thể hiện ở hệ hai dài hơn rất nhiều. Giá trị trọng số của hệ hai tính tương tự như hệ mười, chỉ thay cơ số 10 thành cơ số 2. Như vậy, đối với hệ hai giá trị trọng số từ phải qua trái sẽ là 1, 2, 4, 8, 16, 32... ứng với các vị trí 0, 1, 2, 3, 4, 5...

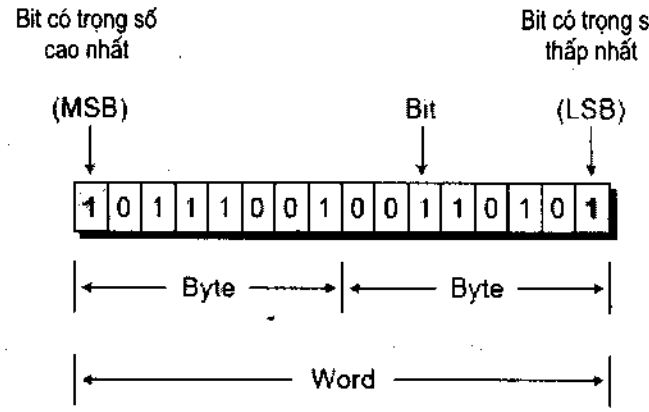


Hình 4.5. Biểu diễn số tương đương

Hình 4.5 cho ví dụ số 10110110_2 ở hệ hai tương ứng với số 182_{10} ở hệ mười. Trong đơn vị thông tin, mỗi một số nằm trong một số thuộc hệ hai được gọi là **bit**, do đó con số 10110110_2 có 8 bit. Để thuận lợi trong xử lý, ta hợp 4 bit thành một nibble, hợp 2 nibble tạo thành một byte, hợp 2 byte tạo thành một word, hợp 2 word tạo thành một double word.

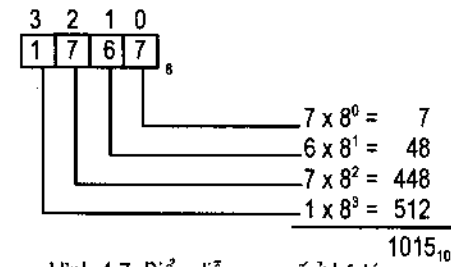
c) Hệ tám

Khi viết một số dưới dạng hệ hai, số lượng chữ số nhiều hơn đáng kể so với hệ mười, ví dụ: 91_{10} tương đương 01011011_2. Quá nhiều chữ số hệ hai như vậy sẽ tạo ra sự bất tiện khi viết và đọc, do vậy các số hệ tám được dùng để thay thế các số hệ hai. Đối với hệ thống số này, sử dụng 8 chữ số để biểu diễn 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 và lấy chữ số 8 làm cơ số. Tương tự như các hệ cơ số khác, giá trị trọng số của hệ tám tính tương tự như hệ mười, chỉ thay cơ số 10 thành cơ số 8, ví dụ:

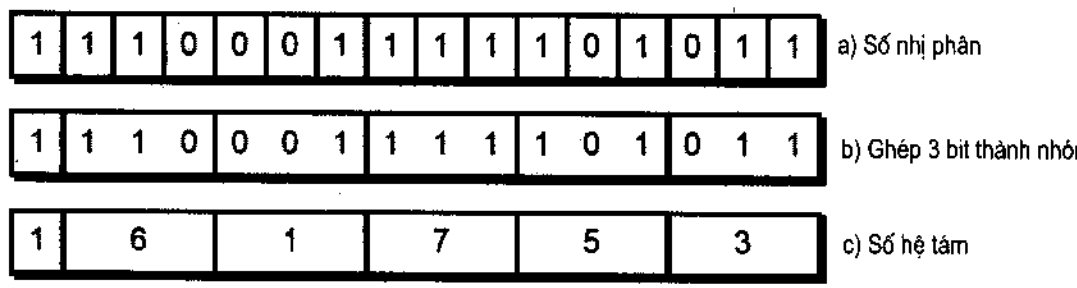


Hình 4.6. Biểu diễn số nhị phân 1 word, 2 byte, 16 bit

Số 1767_8 ở hệ tám tương đương với số 512_{10} ở hệ mười. Ở phần trên đã nhắc đến sự thuận lợi khi biểu diễn số nhị phân dưới dạng hệ tám, điều này có thể thực hiện khi ta ghép 3 bit thành một nhóm. Lấy ví dụ:



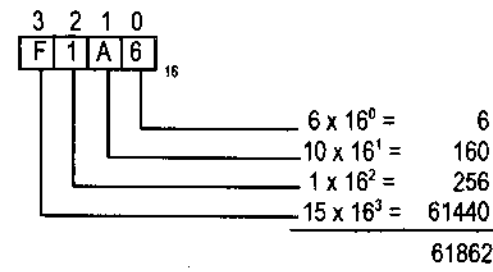
Hình 4.7. Biểu diễn con số ở hệ tám



Hình 4.8. Biểu diễn số nhị phân dưới dạng hệ tám

d) Hệ mười sáu

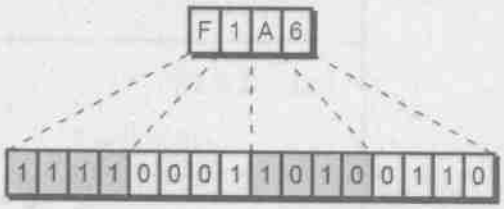
Trong hệ mười sáu sử dụng chữ số 16 làm cơ số và để biểu diễn một số trong hệ mười sáu, cần 10 số từ 0 đến 9 và các chữ cái A, B, C, D, E, F (ứng với các số từ 10 đến 15 trong hệ mười). Cũng giống như hệ tám, hệ mười sáu cũng thể hiện sự rút gọn của số nhị phân, một số hệ mười sáu thay thế cho một nhóm bốn chữ số trong một số thuộc hệ hai. Đối với hệ thống số này, giá trị trọng số hệ mười sáu cũng tính tương tự như hệ mười, thay cơ số 10 thành cơ số 16.



Hình 4.9. Biểu diễn con số F1A6 hệ mười sáu

Hình 4.10 biểu diễn qua lại giữa số hệ hai và số hệ mười sáu.

4.1.2. Chuyển đổi hệ cơ số



Hình 4.10. Biểu diễn qua lại giữa con số hệ hai và con số hệ mười sáu

Nguyên tắc tổng quát để đổi một số hệ mười sang hệ cơ số bất kỳ, ta tiến hành như sau:

– Xác định hệ cơ số cần đổi.

– Lấy số hệ mười chia cho cơ số cần đổi, nếu phép chia có số dư thì số dư này được đặt ở vị trí tận cùng phải (vị trí có trọng số thấp nhất) của số cần tìm. Nếu kết quả phép chia có số dư bằng 0 thì số 0 được đặt ở vị trí tận cùng phải nhất.

– Lấy kết quả phép chia và chia cho cơ số, lặp lại quá trình trên cho đến khi kết quả cuối cùng của phép chia bằng 0.

Ví dụ 1: Chuyển đổi số 35_{10} hệ mười sang số hệ hai.

Phép chia	Phần dư
35 : 2 = 17	1
17 : 2 = 8	1
8 : 2 = 4	0
4 : 2 = 2	0
2 : 2 = 1	0
1 : 2 = 0	1

Hình 4.11. Chuyển đổi cơ số 10 sang cơ số 2

Sau khi chuyển đổi ta được số cần tìm là 100011_2

Ví dụ 2: Chuyển đổi số 1355_{10} hệ mười sang số hệ mười sáu.

Phép chia	Phần dư
1355 : 16 = 84	11
84 : 16 = 5	4
5 : 16 = 0	5

Hình 4.12. Chuyển đổi cơ số 10 sang cơ số 16

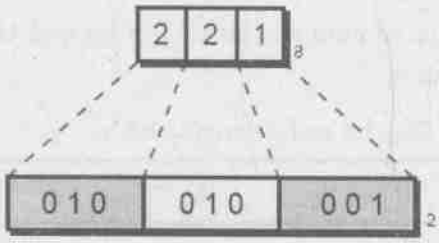
Như vậy sau khi chuyển đổi ta được số cần tìm là $54B_{16}$ (trong đó B tương đương với con số 11).

Ví dụ 3: Chuyển đổi số 145_{10} hệ mười sang số hệ hai, nhưng thông qua hệ tám. Cách làm như sau, đầu tiên ta chuyển số 145_{10} sang số hệ tám, sau đó sử dụng cách tách nhóm các số hạng để chuyển sang hệ hai.

Phép chia	Phần dư
145 : 8 = 18	1
18 : 8 = 2	2
2 : 8 = 0	2

Hình 4.13. Chuyển đổi cơ số 10 sang cơ số 2 thông qua cơ số 8

Thực hiện tách nhóm các số hạng



4.1.3. Số bù một và số bù hai

Để thực hiện các phép toán trong hệ hai, các thiết bị điều khiển kỹ thuật số nói chung đều phải dựa vào các số bù một và bù hai. Bù một số, có nghĩa là chuyển nó thành số âm, điều này cho phép các thiết bị điều khiển có thể thực hiện các phép toán trừ, nhân và chia thông qua phép toán cộng. Ví dụ, ta muốn lấy số 40 trừ cho số 20, để thực hiện đầu tiên ta lấy bù của số 20, sau đó thực hiện phép cộng giữa số được bù và số 40.

a) Số bù 1

Giả thiết ta có số hệ hai 8 bit, thể hiện dưới dạng cơ số 10 là 23_{10}, dưới dạng cơ số 2 là 00010111_2. Để thể hiện số này dưới dạng số âm, ta có thể thực hiện như sau:

Cách 1: Đây là cách đơn giản nhất, thêm dấu trừ trước số này:

$-(00010111)_2$ tương tự $-(23)_{10}$

Tuy nhiên với cách này thì rất thuận lợi cho người đọc, nhưng lại bất lợi cho các thiết bị điều khiển số, do chúng không thể đọc được ký tự âm (ký tự "–"). Do đó, ta cần dùng cách 2.

Cách 2: Do âm và dương là hai trạng thái, nên có thể dùng số nhị phân để mã hoá số âm và dương. Trong các thiết bị điều khiển số, số 0 tượng trưng cho số dương, số 1 tượng trưng cho số âm, các số này luôn được đặt ở các bit có trọng số cao nhất và được gọi là bit dấu.

Để chuyển một số sang số âm sử dụng số bù 1 như sau:

Đầu tiên cần viết đầy đủ số $+23_{10}$ ở hệ hai là 10111_2, nếu viết đầy đủ 1 byte sẽ là 00010111_2

bit dấu	con số
000	10111
0	10111

Chú ý: Khi biểu diễn một số ở hệ hai, tính từ số 1 tận cùng trái trong số hệ hai, thì các số 0 nằm lệch về phía trái của chữa số 1 này được quy về bit dấu 0.

Tiếp theo ta nghịch đảo toàn bộ bit dấu và nghịch đảo từng bit của số hệ hai.

Kết quả ta được:

bit dấu	con số
111	01000
1	01000

Chú ý: Tính từ số 0 tận cùng trái trong số hệ hai, thì các số 1 nằm lệch về phía trái của chữ số 0 này được quy về bit dấu 1.

Vậy nếu viết đầy đủ 1 byte của số bù 1 sẽ của 11101000_2

Nếu cho trước một số âm, thì sau khi thực hiện bù 1 ta sẽ được một số dương.

Ví dụ: $-15_{10} = \mathbf{1}\ 0000_2$ chuyển thành $+15_{10} = \mathbf{0}\ 1111_2$

Tuy nhiên đối với số 0 trong hệ cơ số bất kỳ (cơ số b) thì dấu dương hoặc dấu âm đều không có ý nghĩa gì ($+0_b = -0_b$). Tuy nhiên nếu lấy số 0 ở hệ mười biểu diễn qua hệ hai (thể hiện ở 8 bit).

$+0_{10} = 00000000_2$

Bằng cách trên nếu lấy bù 1 thì ta được

$-0_{10} = 11111111_2$

So sánh hai kết quả trên, thì ở hệ hai nhận thấy có hai số khác nhau cùng biểu diễn một số 0_{10}, điều này là không hợp lý, nói cách khác thiết bị điều khiển số sẽ không xử lý được. Do đó phải dùng số bù 2 để chuyển đổi qua lại giữa số dương và số âm.

b) Số bù 2

Số bù 2 được dùng rất phổ biến trong các thiết bị điều khiển số, khi thực hiện các phép toán số học.

Quay trở lại ví dụ về con số 0, nếu lấy số 11111111_2 cộng thêm với 1 đơn vị (ở hệ hai) thì được kết quả là 00000000_2. Điều này cho thấy đã hiệu chỉnh thành công số bù 1 của 00000000_2 và được kết quả chuyển đổi như mong muốn.

$+0_{10} = -0_{10}$ tương đương với $00000000_2 = 11111111_2 + 1_2$

Như vậy số bù 2 chính là để hiệu chỉnh lại số bù 1 để kết quả chuyển đổi qua lại giữa số dương và số âm trở nên hoàn hảo.

Để thực hiện được số bù 2 ta tiến hành theo 2 cách như sau:

Cách 1:

– Lấy bù 1 của số đã cho (thực hiện đảo dấu).

– Tiếp theo cộng thêm 1_2 vào số bù 1 ta được số bù 2.

Ví dụ: Ta có số $+125_{10} = \mathbf{0}\ 111\ 1101_2$

Số bù 1: $1\ 000\ 0010_2$

Số bù 2: $1\ 000\ 0011_2$ (tức là -125_{10})

Cách 2: Tính từ phải qua trái cho đến khi gặp chữ số 1 đầu tiên, bỏ qua chữ số 1 này tiến hành đảo từng bit các chữ số còn lại bên trái chữ số 1 này giống với phép bù 1.

Ví dụ:

Số $+22_{10} = 0001\ 0110_2$

Tính từ phải qua trái ta thấy chữ số 1 đầu tiên xuất hiện ở vị trí thứ hai, như vậy ta bắt đầu đảo bit từ vị trí thứ ba trở đi.

Số bù 2: $1110\ 1010_2$ (tức là -22_{10})

Số $-14_{10} = 1111\ 0010_2$

Số bù 2: $0000\ 1110_2$ (tức là $+14_{10}$)

Số $+1_{10} = 0000\ 0001_2$

Số bù 2: $1111\ 1111_2$ (tức là -1_{10})

4.1.4. Mã nhị phân

Khi thực hiện trao đổi thông tin giữa các thiết bị điều khiển số, các thông tin này đều liên quan đến các lệnh truyền thông, tính toán, lưu trữ. Do vậy, để dễ dàng giải thích hơn khi người sử dụng đọc thông tin, cần thực hiện chuyển đổi sang các dạng thức dễ đọc hơn. Việc thực hiện chuyển đổi thông tin như vậy có nghĩa là đang tạo mã nhị phân.

Một số mã nhị phân thông dụng theo tiêu chuẩn gồm:

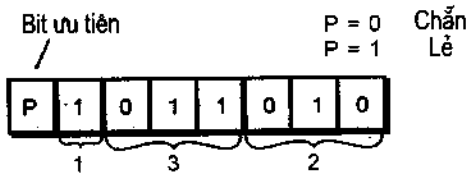
– Mã ASCII (American Standard Code for Information Interchange).

– Mã BCD (Binary Coded Decimal).

– Mã Gray.

a) Mã ASCII

Được gọi là mã ký tự số (biểu diễn các chữ cái, biểu tượng, và chữ số) mã ASCII được tổ chức thành 6 bit, 7 bit hoặc 8 bit. Với mã ASCII 6 bit, ta có $2^6 = 64$ ký tự gồm các chữ cái cơ bản, các chữ số và các biểu tượng đặc biệt. Với mã ASCII 7 bit, ta có $2^7 = 128$ ký tự gồm các ký tự của mã ASCII 6 bit, ngoài ra còn có thêm các chữ cái in hoa, các ký tự điều khiển. Với mã ASCII 8 bit, ta có $2^8 = 256$ ký tự gồm các ký tự của mã ASCII 7 bit, ngoài ra còn được bổ sung nhiều ký tự đặc biệt như kiểm tra tính ưu tiên... Ví dụ mã ASCII 8 bit của ký tự Z được thể hiện như hình 4.14.



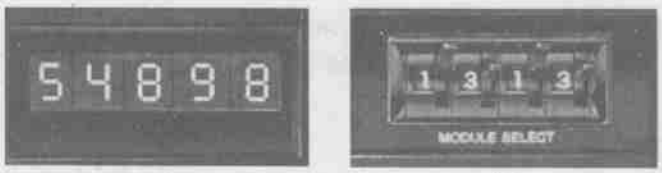
Hình 4.14. Mã hoá ký tự Z

Bảng 4.1. Quan hệ giữa số BCD và các số hệ mười, hệ hai

Số hệ mười	Số hệ hai	BCD
0	0	0000
1	1	0001
2	10	0010
3	11	0011
4	100	0100
5	101	0101
6	110	0110
7	111	0111
8	1000	1000
9	1001	1001

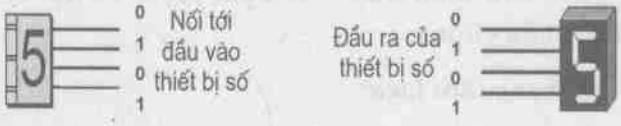
b) Mã BCD

Mã BCD được xem như mối liên hệ trung gian giữa hệ mười (hệ thống số quen thuộc đối với con người) và hệ hai (hệ thống số thông dụng trong các thiết bị điều khiển số). Trong hệ mười sử dụng các chữ số từ 0 đến 9, còn mã BCD thì dùng bốn bit nhị phân để mã hoá các con số từ 0 đến 9.



a) b)

Hình 4.15. a) Hiển thị LED 7 đoạn;
b) Công tắc bánh xe (TWS).



Hình 4.16. Kết nối thiết bị mã hoá BCD với thiết bị số

Với bảng 4.1, mỗi một số hệ mười được mã hoá bằng 4 bit nhị phân. Như vậy, nếu thay bốn bit này cho mỗi một số hệ mười, sẽ được một số hệ mười tương đương nhưng được mã hoá bằng mã BCD. Ví dụ số 7493 được mã hoá như sau:

Hệ mười: 7 4 9 3

BCD: 0111 0100 1001 0011

Cách mã hoá theo mã BCD thường gặp trong các thiết bị điều khiển số như: Công tắc bánh xe (TWS (Thumb Wheel Switch)), các hiển thị bằng LED 7 đoạn, các encoder mã hoá tuyệt đối...

Hiện nay, các thiết bị hiển thị như LED 7 đoạn hoặc các thiết bị nhập dữ liệu như công tắc bánh xe đều có các thiết bị chuyển đổi từ số hệ mười sang mã BCD. Khi đó để kết nối với các thiết bị điều khiển số cần bốn đường tín hiệu.

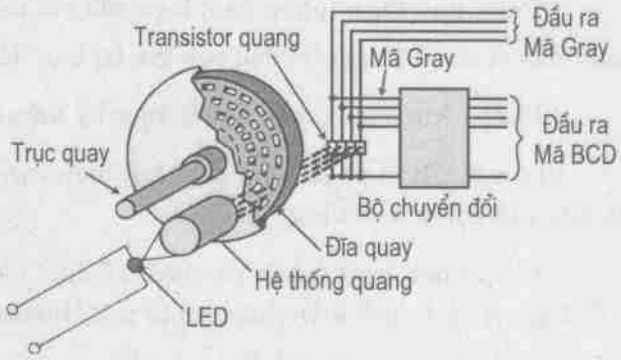
Bảng 4.2. Bảng mã hệ hai và mã Gray

Mã Gray	Mã hệ hai	Mã hệ mười
0000	0	0
0001	1	1
0011	10	2
0010	11	3
0110	100	4
0111	101	5
0101	110	6
0100	111	7
1100	1000	8
1101	1001	9
1111	1011	10
1110	1011	11
1010	1100	12
1011	1101	13
1001	1110	14
1000	1111	15

c) Mã Gray

Mã Gray còn gọi là mã nhị phân phản xạ toàn phần, rất phù hợp với các cảm biến vị trí. Trên cơ sở là mã hệ hai, mã Gray được tạo ra sao cho các số liền kề nhau chỉ khác nhau một bit, điều này tạo ra khả năng mã hoá cho các vị trí góc xoay của encoder.

Lấy ví dụ, trong encoder quang mã hoá tuyệt đối có một đĩa quay làm từ vật liệu trong suốt. Trên đĩa được chia thành các vùng có góc bằng nhau, số lượng tuỳ thuộc vào độ phân giải và số lượng các vòng cung đồng tâm. Một vòng cung sẽ trong suốt trong một số vùng, các vùng



Hình 4.17. Kết nối mã encoder với PLC

còn lại sẽ bị che khuất. Các vòng cung và các vùng che khuất sẽ hình thành mã Gray. Đầu ra của encoder này sẽ được nối tới đầu vào của PLC.

4.2. ĐẠI SỐ LOGIC

4.2.1. Giới thiệu về đại số logic

Để nắm bắt được hoạt động của các thiết bị điều khiển số và các ứng dụng của chúng, ta cần hiểu được các khái niệm về đại số logic, các tính chất logic và các thao tác logic của chúng.

a) Trạng thái logic

Nói tới trạng thái logic là hàm ý muốn đề cập đến các đối tượng chỉ tồn tại hai trạng thái ổn định. Ví dụ, đèn chỉ có hai trạng thái sáng hoặc tối, công tắc có hai trạng thái đóng hoặc mở, động cơ có hai trạng thái hoạt động hoặc nghỉ, đừng hoặc chạy. Trong các mạch logic, có thể hiểu hai trạng tbái này chính là sự có mặt hoặc không có mặt tín hiệu, sự tích cực hoặc không tích cực, trạng thái thấp hoặc trạng tbái cao... Đối với hệ thống số nhị phân (hệ hai), nhận thấy hai chữ số 0 và 1 rất phù hợp để biểu diễn hai trạng thái logic. Chúng là nền tảng cơ bản của các bộ điều khiển số sau này.

Trong phần dưới đây, khi tín hiệu xuất hiện ta xem đó là chữ số 1 (trong hệ hai) và khi tín hiệu không còn xem đó là chữ số 0 (trong hệ hai). Thực tế, trong hệ thống điều khiển số tồn tại hai mức điện áp (+V và 0V) tượng trưng cho hai chữ số 1 và 0 (hay còn gọi là hai mức logic 1 và 0).

1 (+V)	0 (0V)	Thiết bị
Đóng	Ngắt	Giới hạn hành trình
Phát âm thanh	Không phát âm thanh	Chuông
Sáng	Tối	Đèn
Chạy	Dừng	Động cơ
Mở thông	Khoá	Tranzitor

b) Các phép toán cơ sở

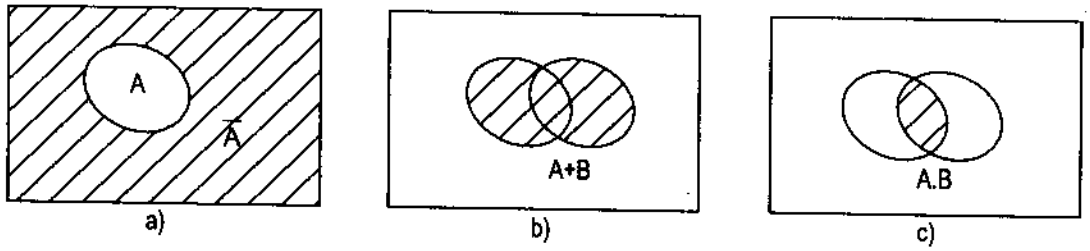
– Phép phủ định (phép đảo) logic đối với một biến logic A nào đó là khi tác động phép toán này A sẽ nhận giá trị đảo của giá trị ban đầu và ký hiệu là $\overline{A}$.

– Phép cộng logic (phép hoặc) được ký hiệu bằng dấu "+".

Ví dụ A + B là phép cộng giữa hai biến logic A và B, mỗi biến được gọi là một số hạng và kết quả gọi là một tổng.

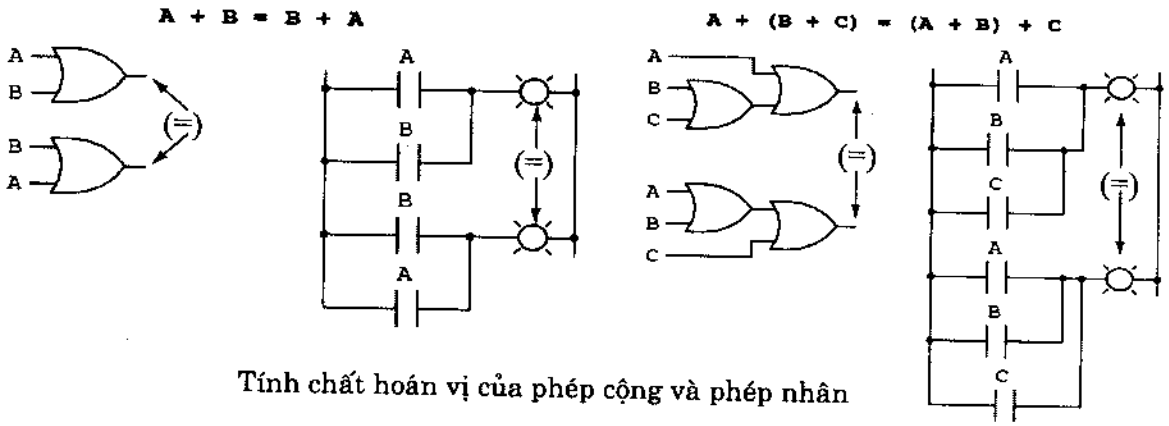
– Phép nhân logic (phép và) được ký hiệu bằng dấu "." Ví dụ A.B là phép nhân giữa hai biến logic A và B, mỗi biến được gọi là một thừa số của phép nhân, kết quả gọi là tích số.

Có thể dùng giản đồ Venn trong ký thuyết tập hợp (xem hình 4.18) để biểu diễn mô tả ba phép toán logis vừa nêu.

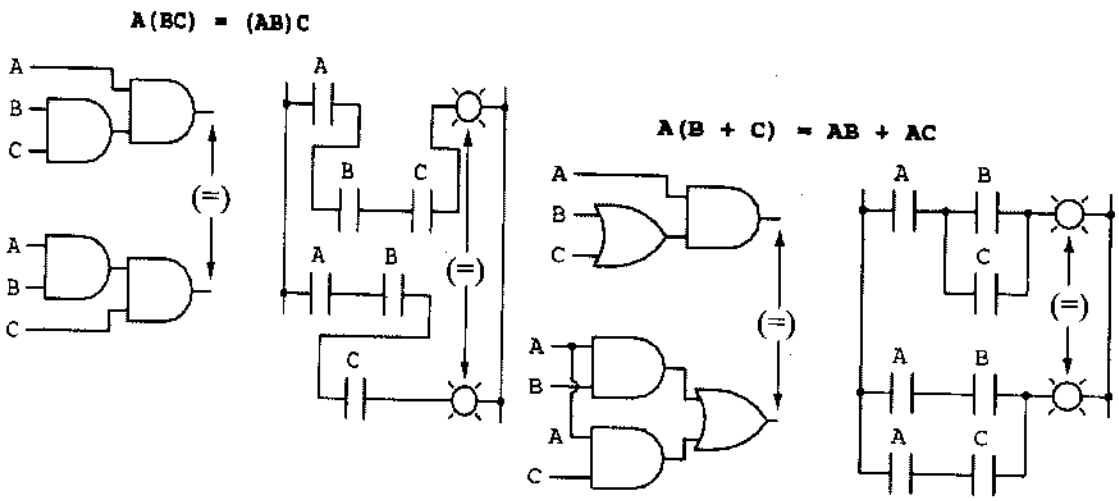


Hình 4.18. Đồ thị Venn mô tả ba phép tính logic cơ bản
a) Phép phủ định (NOT); b) Phép cộng logic; c) Phép nhân logic.

4.2.2. Các tính chất quan trọng của đại số logic



Tính chất hoán vị của phép cộng và phép nhân

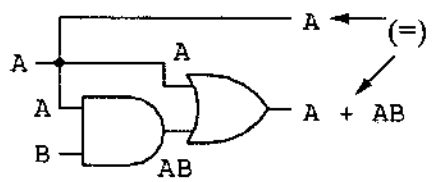


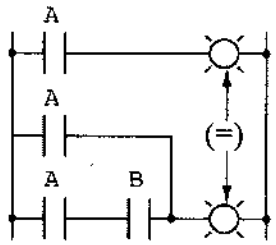
Tính chất kết hợp của phép cộng và phép nhân

Tính chất phân phối giữa phép cộng và phép nhân

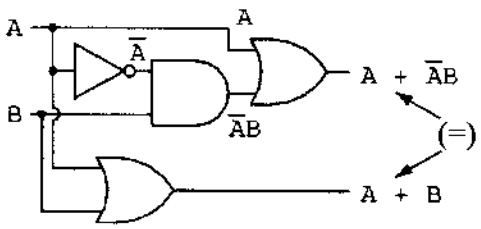
a) Các tính chất tương đương

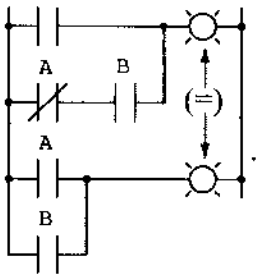
A + AB = A



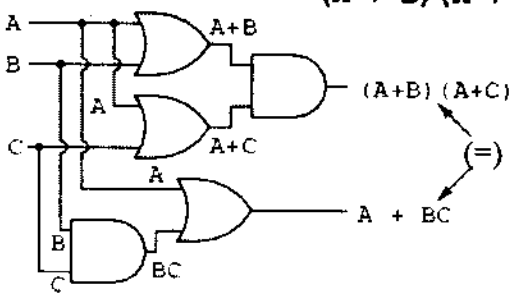


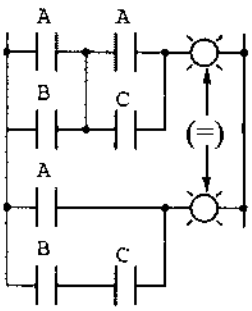
A + $\overline{A}$B = A + B



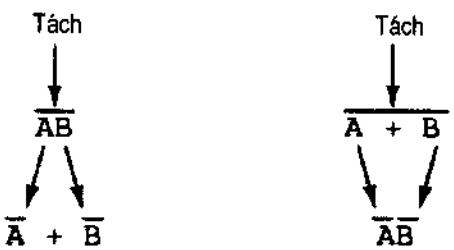


(A + B) (A + C) = A + BC

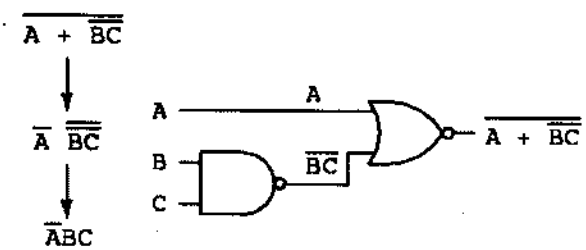




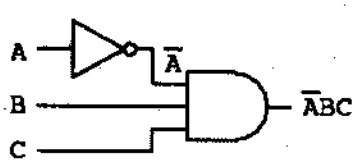
b) Luật De Morgan



Khảo sát ví dụ sau:



Sau khi sử dụng luật De Morgan ta được hàm như sau:



Bảng 4.3. Nhóm các hàm hai biến

Biến A / Hàm B	0	0	1	1	Biểu thức đại số	Tên Tiếng Việt	Tên quốc tế	Ký hiệu
	0	1	0	1				
Y_1	0	0	0	1	$Y_1 = A.B$	Nhân logic	AND	
Y_2	0	1	1	1	$Y_2 = A+B$	Cộng logic	OR	
Y_3	1	1	1	0	$Y_3 = \overline{A.B}$	Và – không	NAND	
Y_4	1	0	0	0	$Y_4 = \overline{A+B}$	Hoặc–không	NOR	
Y_5	0	0	1	0	$Y_5 = A.\overline{B}$	Cấm B	INHIBITI–ON	
Y_6	0	1	0	0	$Y_6 = \overline{A}.B$	Cấm A	INHIBITI–ON	
Y_7	0	1	1	0	$Y_7 = \overline{A}.B + \overline{B}.A$	Không đồng trị	EX–OR	
Y_8	1	0	0	1	$Y_8 = A.B + \overline{A}.\overline{B}$	Đồng trị	EX–NOR	
Y_9	1	0	1	1	$Y_9 = A + \overline{B}$	Kéo theo A	IMPLI–CATION	
Y_{10}	1	1	0	1	$Y_{10} = \overline{A} + B$	Kéo theo B	IMPLI–CATION	

4.2.3. Các cách biểu diễn hàm logic

a) Biểu diễn bằng bảng chân lý

Hàm logic có thể biểu diễn ở dạng một bảng liệt kê các giá trị có thể có của biến và giá trị tương ứng của hàm gọi là bảng chân lý (hay bảng trạng thái) giống như bảng 4.4. Trong đó các cột thể hiện trạng thái của biến và trạng thái của hàm logic.

Tổng quát nếu hàm có n biến thì bảng chân lý sẽ có n+1 cột và 2^n dòng. Như vậy với hàm hai biến (n = 2) ta có bảng gồm 3 cột và $2^2 = 4$ dòng, với hàm 3 biến (n = 3) ta có bảng chân lý gồm 4 cột và $2^3 = 8$ dòng (tương ứng với mọi trạng thái tổ hợp biến có thể có).

Ví dụ: Bảng 4.4.

Biến		Hàm
A	B	Y_8
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Biến		Hàm
A	B	Y_7
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

b) Biểu diễn bằng biểu thức

Được thể hiện dưới 2 dạng Maxterm (M_i) hoặc Minterm (m_i)

Minterm (mi): Tổng của tích các biến, mỗi số hạng của tổng có đủ mặt các biến.

Ví dụ: Y(A,B,C) = Σm(3,4,5,6,7)

$$= m3 + m4 + m5 + m6 + m7$$

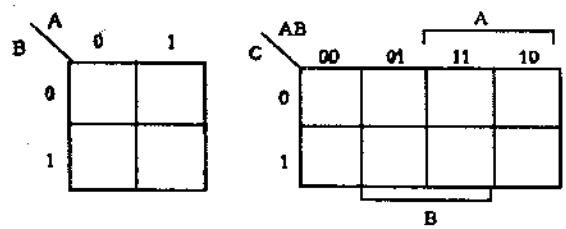
$$= \overline{A}BC + A\overline{B}\overline{C} + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

Maxterm (Mi): Tích của tổng các biến, mỗi số hạng của tích có đủ mặt các biến.

Ví dụ: $Y(A,B,C) = \Pi M(0,1,2) = (A+B+C)(A+B+\overline{C})(A+\overline{B}+C)$

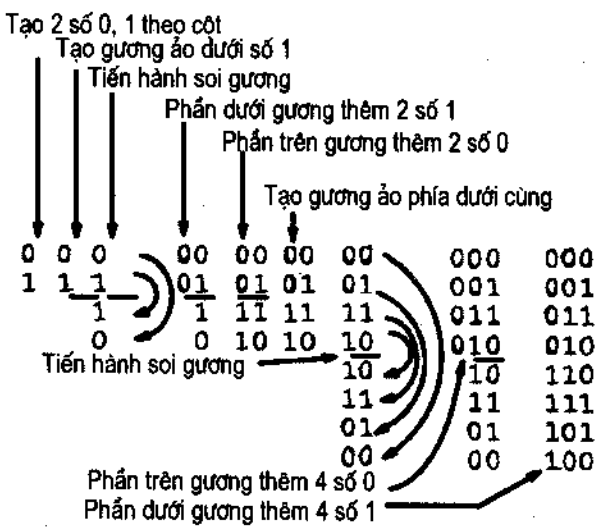
c) Biểu diễn dưới dạng hình học

Được thể hiện dưới dạng bảng Cacno, mỗi bảng có 2^n ô, mỗi ô tương ứng với một tổ hợp biến minterm (m_i) hoặc maxterm (M_i), 2 ô liền kề chỉ khác nhau 1 biến về trạng thái logic.



Chú ý các dãy số sau: 00 01 11 10, dãy số này tuân theo trật tự của mã Gray.

Để tạo mã gray ba biến, ta tiến hành như sau:



Với cách làm này ta có thể tạo ra mã gray cho n biến.

Mối quan hệ giữa biểu thức logic, bảng chân lý và bảng Cacno.

Mối quan hệ giữa bảng chân lý và biểu thức minterm.

Nếu biểu diễn dưới dạng minterm, chú ý tới các tổ hợp biến làm cho hàm F có giá trị bằng 1, nếu biến A có giá trị bù (nhận giá trị 0) ký hiệu là $\overline{A}$, còn khi biến A ở dạng trực tiếp (nhận giá trị 1) ký hiệu tương ứng là A.

Nếu dùng ký hiệu m_i để thể hiện các minterm thì ta có bảng chân lý như sau:

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

011 100 101 110 111

$\bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$

A	B	C	Minterms
0	0	0	$\bar{A}\bar{B}\bar{C} = m_0$
0	0	1	$\bar{A}\bar{B}C = m_1$
0	1	0	$\bar{A}B\bar{C} = m_2$
0	1	1	$\bar{A}BC = m_3$
1	0	0	$A\bar{B}\bar{C} = m_4$
1	0	1	$A\bar{B}C = m_5$
1	1	0	$AB\bar{C} = m_6$
1	1	1	$ABC = m_7$

Khi đó biểu thức logic minterm có thể viết đầy đủ như sau:

$$F(A,B,C) = \sum m(3,4,5,6,7)$$
$$= m_3 + m_4 + m_5 + m_6 + m_7$$
$$= \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$$

b) Mối quan hệ giữa bảng chân lý và biểu thức maxterm.

Nếu biểu diễn dưới dạng maxterm, ta chú ý tới các tổ hợp biến làm cho hàm F có giá trị bằng 0, nếu biến A có giá trị bù (nhận giá trị 0) ta ký hiệu là A, còn khi biến A ở dạng trực tiếp (nhận giá trị 1) ta ký hiệu tương ứng là $\bar{A}$.

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

000 001 010

$A + B + C$ $A + B + \bar{C}$ $A + \bar{B} + C$

A	B	C	Maxterms
0	0	0	$A + B + C = M_0$
0	0	1	$A + B + \bar{C} = M_1$
0	1	0	$A + \bar{B} + C = M_2$
0	1	1	$A + \bar{B} + \bar{C} = M_3$
1	0	0	$\bar{A} + B + C = M_4$
1	0	1	$\bar{A} + B + \bar{C} = M_5$
1	1	0	$\bar{A} + \bar{B} + C = M_6$
1	1	1	$\bar{A} + \bar{B} + \bar{C} = M_7$

Nếu dùng ký hiệu M_i để thể hiện các maxterm thì ta có bảng chân lý như sau:

Khi đó biểu thức logic maxterm có thể viết đầy đủ như sau:

$$F(A,B,C) = \prod M(0,1,2)$$
$$= M_0 M_1 M_2$$
$$= (A + B + C)(A + B + \bar{C})(A + \bar{B} + C)$$

c) Mối quan hệ giữa bảng Cacno và biểu thức minterm

C \ AB	00	01	11	10
0	m_0	m_2	m_6	m_4
1	m_1	m_3	m_7	m_5

Trong phần 2 đã biểu diễn các minterm trong bảng chân lý, từ minterm m_0 đến minterm m_7 ứng với hàm ba biến. Trong bảng Cacno ba biến, giá trị trong từng ô. Tương ứng

với một tổ hợp biến cụ thể, các tổ hợp biến này sẽ tương ứng với từng minterm. Như vậy, trên bảng Cacno ta thấy ô có trạng thái biến ABC = 000 chính là minterm $m_0 = \overline{A}\overline{B}\overline{C}$, ô có trạng thái biến ABC = 010 chính là minterm $m_2 = \overline{A}B\overline{C}$... Từ đó ta có thể điền các minterm vào các ô của bảng Cacno.

Do đó, để thể hiện biểu thức minterm qua bảng Cacno, cần quan tâm đến các ô khiến hàm có giá trị logic bằng 1, các ô này chính là tổ hợp của tích các biến khiến hàm có giá trị logic bằng 1.

Ví dụ: Chuyển biểu thức minterm sau sang bảng Cacno.

$$F(A,B,C) = \sum m(3,4,5,6,7)$$
$$= m_3 + m_4 + m_5 + m_6 + m_7$$
$$= \overline{A}BC + A\overline{B}\overline{C} + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

C \ AB	00	01	11	10
0			1	1
1		1	1	1

Trong biểu thức logic trên gồm có các minterm m_3, m_4, m_5, m_6 và m_7. Đây là các minterm khiến hàm có giá trị logic bằng 1. Từ đó bảng Cacno thể hiện như hình bên.

d) Mối quan hệ giữa bảng Cacno và biểu thức maxterm

Trong phần 2 đã biểu diễn các maxterm trong bảng chân lý, từ maxterm M_0 đến maxterm M_7 ứng với hàm ba biến. Trong bảng Cacno ba biến, giá trị trong từng ô, tương ứng với một tổ hợp biến cụ thể, các tổ hợp biến này sẽ tương ứng với từng maxterm. Như vậy, trên bảng Cacno ô có trạng thái biến ABC = 000 chính là maxterm $m_0 = A + B + C$, ô có trạng thái biến ABC = 010 chính là maxterm $m_2 = A + \overline{B} + C$... Từ đó ta có thể điền các maxterm vào các ô của bảng Cacno.

C \ AB	00	01	11	10
0	M_0	M_2	M_6	M_4
1	M_1	M_3	M_7	M_5

Như vậy, để thể hiện biểu thức maxterm qua bảng Cacno, cần quan tâm đến các ô khiến hàm có giá trị logic bằng 0, các ô này chính là tổ hợp của tổng các biến khiến hàm có giá trị logic bằng 0.

Ví dụ: Chuyển biểu thức maxterm sau sang bảng Cacno.

$$F(A,B,C) = \prod M(0,1,2)$$
$$= M_0 M_1 M_2$$
$$= (A + B + C)(A + B + \overline{C})(A + \overline{B} + C)$$

C \ AB	00	01	11	10
0	0	0		
1	0			

Trong biểu thức logic này gồm có các maxterm M_0, M_1, M_2. Đây là các maxterm khiến hàm có giá trị logic bằng 0. Từ đó bảng Cacno thể hiện như hình bên.

c) Tối giản hàm logic

Bài toán kỹ thuật liên quan tới hàm logic rất đa dạng. Vấn đề cần quan tâm là làm cách nào để dễ dàng giải bài toán nhờ các mạch điện tử có số phần tử logic sơ cấp ít nhất. Bởi vì, những mạch càng ít linh kiện càng dễ đạt tới tối ưu, có độ tin cậy và độ chuẩn hoá cao, linh kiện sẵn có trên thị trường. Vì vậy, ta cần phải rút gọn hàm logic. Có hai cách rút gọn hàm logic thông dụng là rút gọn bằng giải tích và rút gọn bằng bảng Cacno.

e1) Tối giản bằng biến đổi giải tích

Dựa vào các tính chất của đại số logic, ta thực hiện các biến đổi giải tích sao cho giảm dần số lượng các biến hoặc tổ hợp các hiến trong hàm.

Ví dụ:

$$A\overline{B} + C + \overline{A}\overline{C}D + B\overline{C}D$$
$$= A\overline{B} + C + \overline{C}(\overline{A}D + BD)$$
$$= A\overline{B} + C + (\overline{A}D + BD)$$
$$= A\overline{B} + C + D(\overline{A} + B)$$
$$= A\overline{B} + C + D\overline{A\overline{B}} = C + A\overline{B} + D\overline{A\overline{B}}$$
$$= C + D + A\overline{B}$$

Áp dụng: $A + \overline{A}B = A + B$; $\overline{A} + B = \overline{A\overline{B}}$

e2) Tối giản bằng bảng Cacno

Đây là phương pháp tối giản dựa trên những nhận hiết về hình học, giữa các ô liền kề nhau. Phương pháp nây rất trực quan so với phương pháp giải tích. Tuy nhiên, phương pháp này thường áp đụng cho các hàm có số biến nhỏ hơn 6, vì lớn hơn 6 biến việc thể hiện bằng bảng Cacno sẽ phức tạp lên rất nhiều. Trình tự áp dụng đối với bảng Cacno có chứa các minterm và maxterm được trình bày bên đưới.

*** Với minterm (m_i):**

– Biểu diễn hàm trên bảng Cacno.

– Xác dịnh các vòng phủ tối đa, nghĩa lá các ô có giá trị bằng 1 hoặc không xác định nằm liền kề nhau hoặc đối xứng nhau, sao cho tổng số ô bằng 2^n, với n = 0, 1, 2, 3... Chú ý, khi tạo lập một vòng phủ mới, thì trong vòng phủ đó tối thiểu phải có thêm một ô mới chưa tham gia vào bất kỳ vòng phủ nào trước đó.

– Tìm hàm tối thiểu từ các vòng phủ tối đa (để lại các biến không thay đổi giá trị, biến thay đổi giá trị bị loại trừ), nếu các biến khêng thay đổi giá trị có giá trị 0 thì ta đùng ký hiệu đảo (ví dụ biến A = 0, thì ký hiệu là $\overline{A}$), còn nếu các biến không thay đổi giá trị có giá trị 1 thì ta để nguyên (ví dụ biến A = 1, thì ký hiệu A).

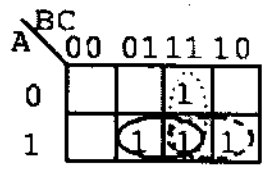
*** Với maxterm (M_i):**

– Biểu diễn hàm trên bảng Cacno.

– Xác định các vòng phủ tối đa, nghĩa là các ô có giá trị hằng 0 hoặc không xác dịnh nằm liền kề nhau hoặc đối xứng nhau, sao cho tổng số ô bằng 2^n, với n = 0, 1, 2, 3... Chú ý, khi tạo lập một vòng phủ mới, thì trong vòng phủ đó tối thiểu phải có thêm một ô mới chưa tham gia vào hất kỳ vòng phủ nào trước đó.

– Tìm hàm tối thiểu từ các vòng phủ tối da (để lại các biến không thay đổi giá trị, hiến thay đổi giá trị bị loại trừ), nếu các biến không thay đổi giá trị có giá trị 0 thì ta để nguyên (ví dụ biến A = 0, thì ký hiệu A), còn nếu các hiến không thay đổi giá trị có giá trị 1 thi ta dùng ký hiệu đảo (ví đụ biến A = 1, thì ký hiệu là $\overline{A}$).

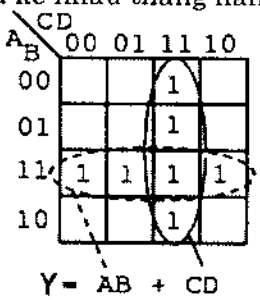
Ví dụ 1: Ta có bảng Cacno như sau:



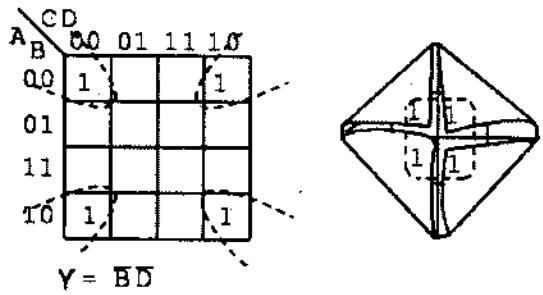
Sau khi nhóm các giá trị lại ta được kết quả cuối cùng:

Y = BC + AB + AC

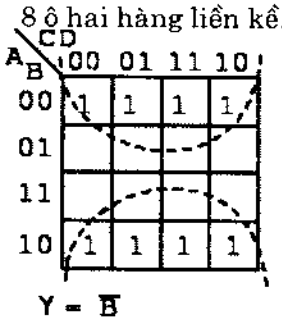
Ví dụ 2: Trường hợp 4 ô liền kề nhau thẳng hàng.



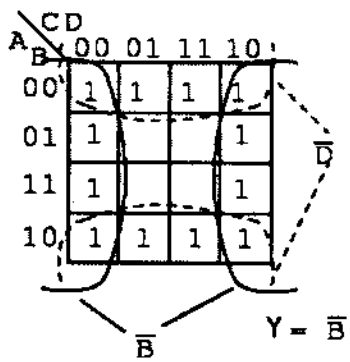
Ví dụ 3: Trường hợp 4 ô ở 4 góc.



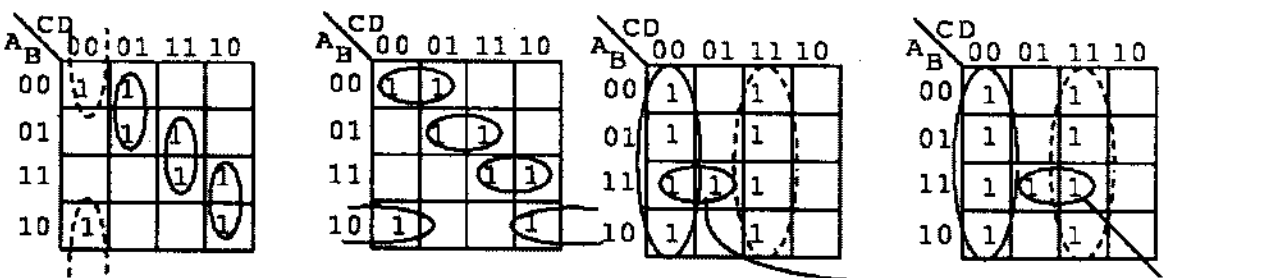
Ví dụ 4: Trường hợp 8 ô hai hàng liền kề.



Ví dụ 5: Trường hợp hình bao xung quanh bảng Cacno.



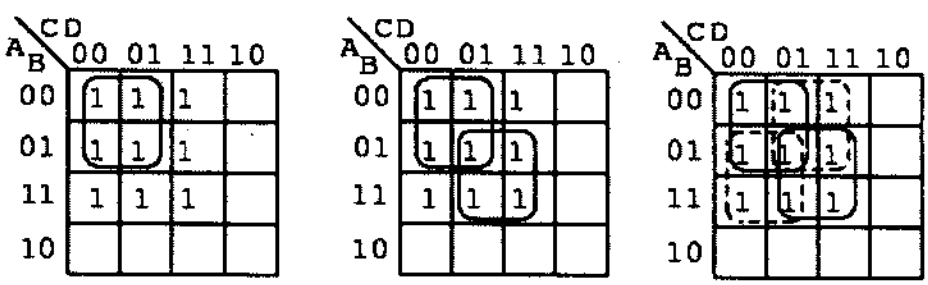
Ví dụ 6: Trường hợp tối giản tương đương.



Y = $\overline{B}C\overline{D}$ + $\overline{A}\overline{C}D$ + BCD + $AC\overline{D}$ Y = $\overline{C}\overline{D}$ + CD + $AB\overline{C}$ Y = $\overline{C}\overline{D}$ + CD + AB

Y = $\overline{A}\overline{B}\overline{C}$ + $\overline{A}BD$ + ABC + $A\overline{B}\,\overline{D}$

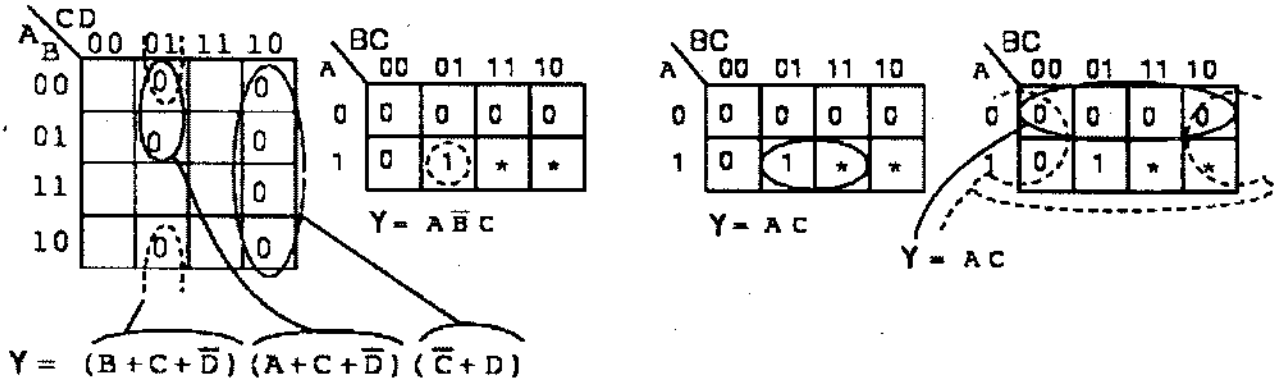
Ví dụ 7: Trường hợp mượn các ô của vòng liền kề tạo yếu tố tối giản.



 Y = $\overline{A}\,\overline{C}$ + $\overline{A}D$ + $B\overline{C}$ + BD

Ví dụ 8: Tối giản theo maxterm.

Ví dụ 9: Trường hợp trong bảng Cacno có các ô không xác định.



Ta có thể đưa ô không xác định vào các vòng phủ tối đa.

4.2.4. Các cổng logic cơ bản

a) Cổng thực hiện phép cộng đảo logic (cổng NOR)

Biểu thức logic thực hiện chức năng cộng đảo:

$$Y = \overline{A + B}$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng NOR hai đầu vào cho trên hình 4.19.

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Hình 4.19

Nhận xét:

+ Y = 1 khi và chỉ khi cả hai đầu vào đều có mức logic 0.

+ Y = 0 khi một trong hai đầu vào hoặc cả hai đầu vào có mức logic 1.

b) Cổng thực hiện phép cộng hoặc (OR)

Biểu thức logic thực hiện chức năng cộng hoặc:

$$Y = A + B$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng NOR hai đầu vào cho trên hình 4.20.

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Hình 4.20

Nhận xét:

+ Y = 0 khi và chỉ khi cả hai đầu vào đều có mức logic 0.

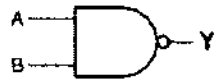
+ Y = 1 khi một trong hai đầu vào hoặc cả hai đầu vào đều có mức logic 1.

c) Cổng thực hiện phép nhân đảo logic NAND

Biểu thức logic thực hiện chức năng nhân nhân đảo:

$$Y = \overline{A.B}$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng NAND hai đầu vào cho trên hình 4.21.



A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Hình 4.21

Nhận xét:

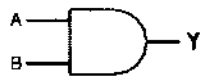
+ Y = 0 khi và chỉ khi cả hai đầu vào đều có mức logic 1

+ Y = 1 khi một trong hai đầu vào hoặc cả hai đầu vào đều có mức logic 0.

d) Cổng thực hiện phép AND

Biểu thức logic thực hiện chức năng nhân:

$$Y = A.B$$



Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng AND hai đầu vào cho trên hình 4.22.

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Hình 4.22

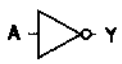
Nhận xét:

+ Y = 1 khi và chỉ khi cả hai đầu vào đều có mức logic 1.

+ Y = 0 khi một trong hai đầu vào hoặc cả hai đầu vào đều có mức logic thấp 0.

e) Cổng thực hiện phép nghịch đảo NOT

Biểu thức logic thực hiện chức năng nghịch đảo:



$$Y = \overline{A}$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng NOT cho trên hình 4.23

A	Y
0	1
1	0

Hình 4.23

Nhận xét:

+ Y = 1 khi đầu vào có mức logic 0.

+ Y = 0 khi đầu vào có mức logic 1.

f) Cổng Ex–OR

Biểu thức logic của hàm:

$$Y = \overline{A}.B + \overline{B}.A$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng Ex–OR cho trên hình 4.24.

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

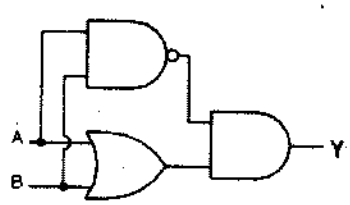
Hình 4.24

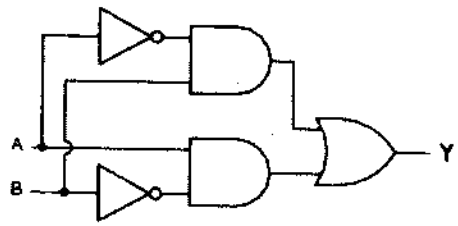
Nhận xét:

+ Y = 1 khi hai đầu vào có mức logic khác nhau.

+ Y = 0 khi hai đầu vào có mức logic giống nhau.

Mạch tương đương:





A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

g) Cổng Ex–NOR

Biểu thức logic:

$$Y = A.B + \overline{B}.\overline{A}$$

Bảng trạng thái, biểu thức hàm, các ký hiệu quy ước của cổng Ex–OR cho trên hình 4.25.

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

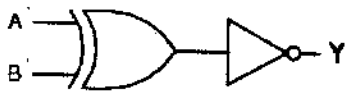
Hình 4.25

Nhận xét:

+ Y = 1 khi hai đầu vào có mức logic giống nhau.

+ Y = 0 khi hai đầu vào có mức logic khác nhau.

Mạch tương đương:



4.3. PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ MẠCH ĐIỆN DÙNG CÁC PHẦN TỬ LOGIC

4.3.1. Sự tương đương giữa sơ đồ mạch điện và hàm logic

a) Hàm OR (hình 4.26)

Hai đầu vào của hàm OR tương đương như hai tiếp điểm thường hở (NO) mắc song song.

b) Hàm AND (hình 4.27)

Hai đầu vào hàm AND tương đương như 2 tiếp điểm NO mắc nối tiếp.

c) Hàm NOT (hình 4.28)

Hàm NOT tương đương như một tiếp điểm thường kín mắc nối tiếp với phần tử logic.

d) Hàm NAND (hình 4.29)

Hàm NAND 2 đầu vào tương đương như 2 tiếp điểm thường kín (NC) mắc song song.

e) Hàm NOR (hình 4.30)

Hàm NOR 2 đầu vào tương đương như 2 tiếp điểm NC mắc nối tiếp.

g) Hàm NOT có tính đến cuộn hút trung gian (hình 4.31)

Mục đích tiếp điểm A đóng, đèn tắt. Tiếp điểm A ngắt, đèn tối.

Do trong mạch có sử dụng cuộn hút trung gian nên:

– Ở mạch nhánh 1, ta cho tiếp điểm A và cuộn hút CR1 cùng một trạng thái logic.

– Ở mạch nhánh 2, ta dùng hàm NOT đối với tiếp điểm CR1.

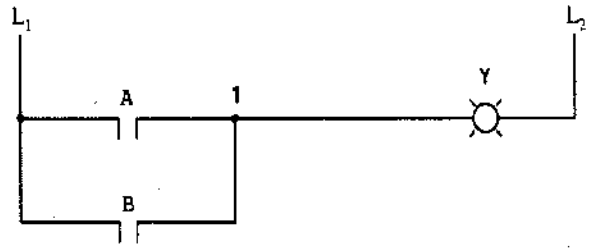
f) Hàm Ex – OR (XOR) (hình 4.32)

Hàm Ex – OR 2 đầu vào tương đương như 2 công tắc cầu thang mắc với nhau.

h) Hàm AND có tính đến cuộn hút trung gian (hình 4.33)

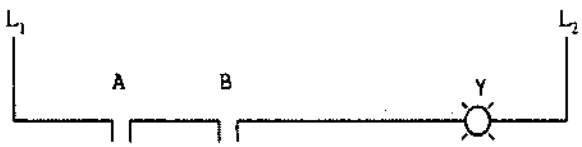
Mục đích khi cả hai tiếp điểm A và B cùng đóng sẽ làm cho đèn sáng.

Do trong mạch có sử dụng cuộn hút trung gian nên:



A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Hình 4.26. Chuyển đổi tương đương hàm OR

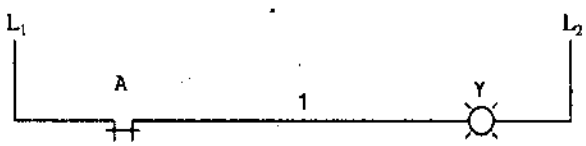


A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

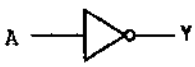
Hình 4.27. Chuyển đổi tương đương hàm AND

– Ở mạch nhánh 1, ta cho cuộn hút CR1 là đầu ra của một hàm NAND với 2 tiếp điểm thường kín A và B.

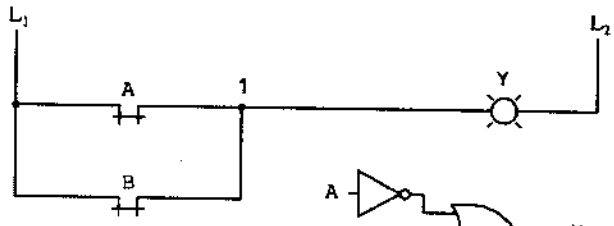
– Ở mạch nhánh 2, ta thực hiện hàm NOT đối với tiếp điểm CR1.

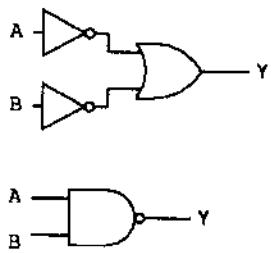


A	Y
0	1
1	0



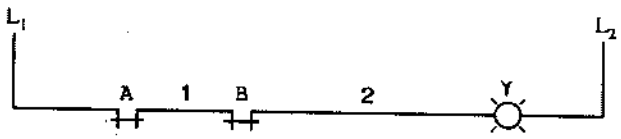
Hình 4.28. Chuyển đổi tương đương hàm NOT



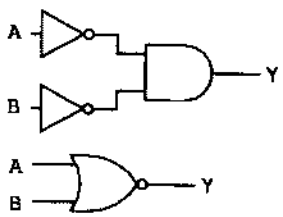


A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

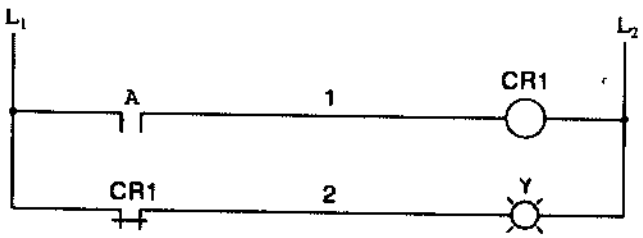
Hình 4.29. Chuyển đổi tương đương hàm NAND



A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

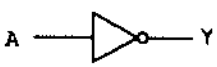


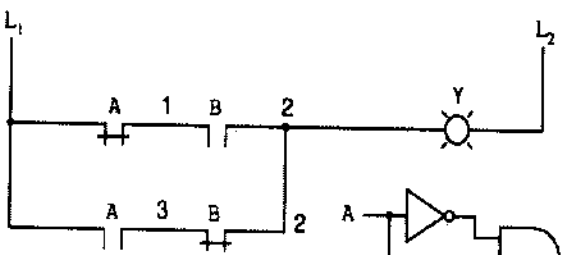
Hình 4.30. Chuyển đổi tương đương hàm NOR

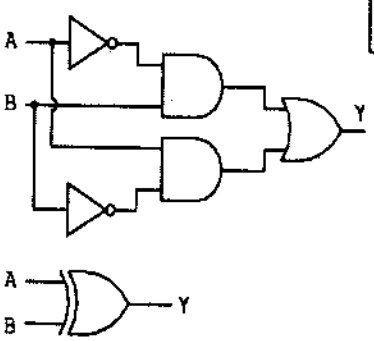


Hình 4.31. Chuyển đổi tương đương hàm NOT có cuộn hút trung gian

A	CR1	Y
0	0	1
1	1	0

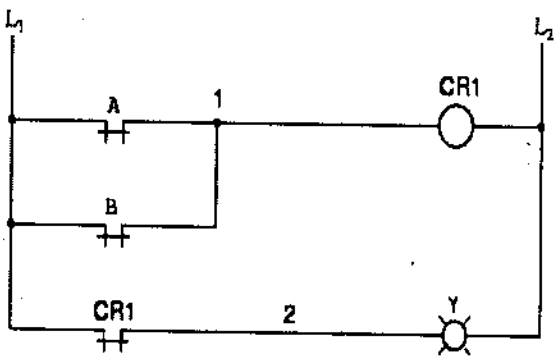


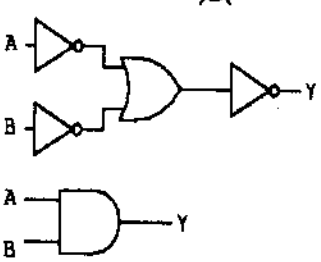




A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Hình 4.32. Chuyển đổi tương đương hàm EX–OR



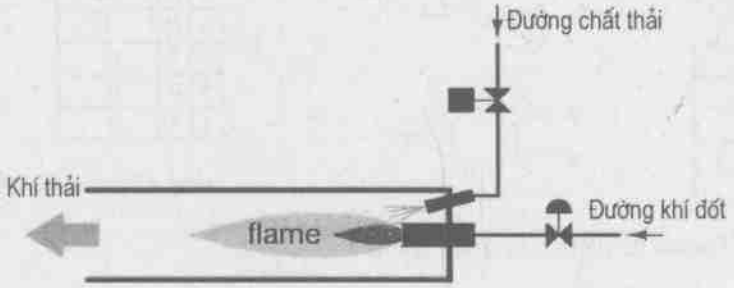


A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Hình 4.33. Chuyển đổi tương đương hàm AND có cuộn hút trung gian

4.3.2. Sử dụng bảng chân lý, bảng Cacno để thiết kế mạch logic

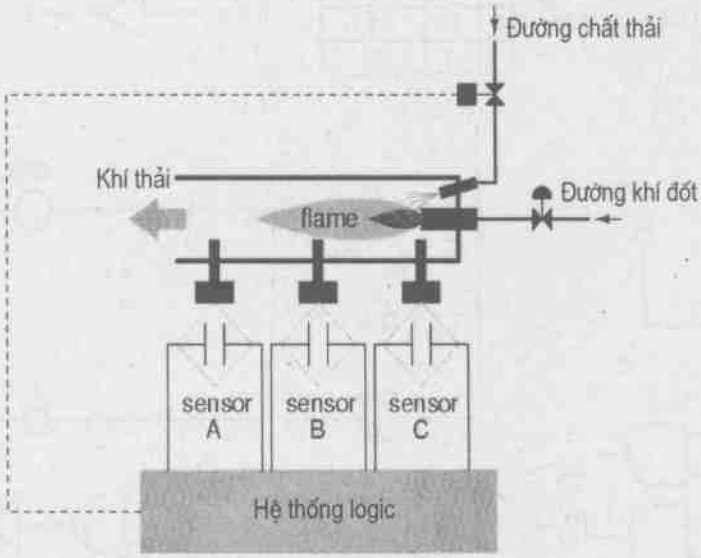
Đây là phương pháp thường được dùng trong thiết kế mạch số, căn cứ vào bảng chân lý mô tả hoạt động của mạch logic, thiết kế mạch điều khiển thông qua sự tối giản bằng bảng Cacno. Để minh hoạ lấy một ví dụ thực tế sau: Thiết kế mạch giám sát và điều khiển hoạt động xử lý chất thải bệnh viện bằng phương pháp đốt (hình 4.34).



Hình 4.34. Điều khiển xử lý chất thải

Trong hệ thống này ta cần thiết kế mạch giám sát sự tồn tại của ngọn lửa và chỉ cho phép chất thải vào buồng đốt khi lửa đang cháy.

Căn cứ vào yêu cầu lựa chọn phần tử phát hiện lửa (cảm biến), có một số loại cảm biến có thể sử dụng: Cảm biến quang (phát hiện ánh sáng), cảm biến nhiệt (phát hiện nhiệt độ cao). Dựa vào điều kiện lắp đặt và không gian tác dụng của ngọn lửa lựa chọn 3 cảm biến nhiệt A, B, C.



Hình 4.35 Bố trí các cảm biến nhiệt

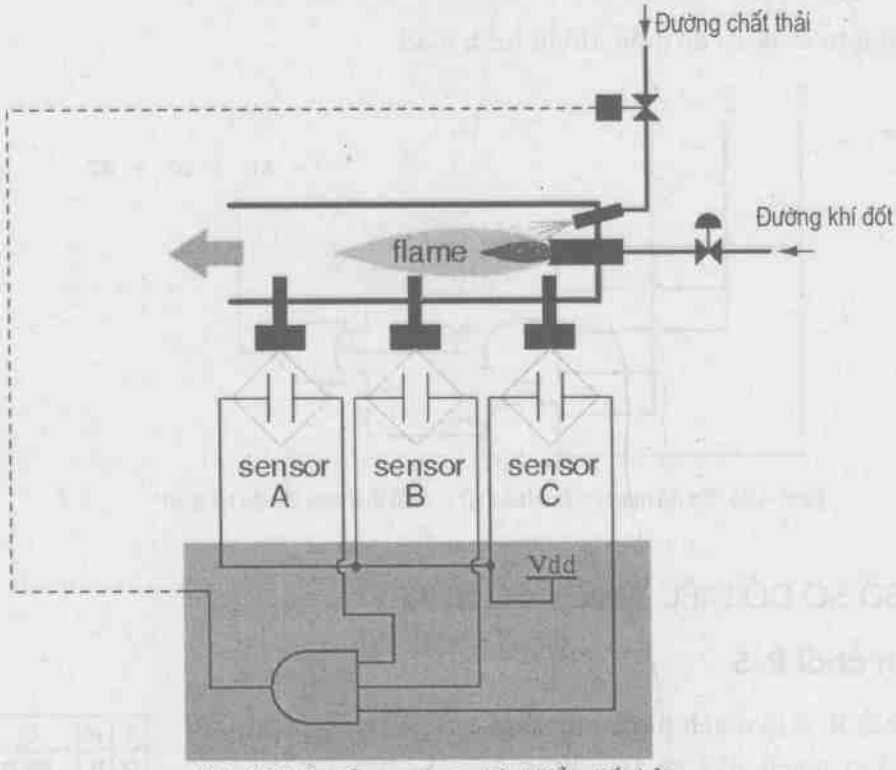
Hệ thống logic này phải có nhiệm vụ mở van chất thải khi các cảm biến phát hiện lửa đã cháy với nhiệt độ ổn định. Với yêu cầu này nhận thấy van chỉ mở khi nào cả ba cảm biến cùng tác dụng một lúc, từ đó ta có bảng chân lý của các biến như sau:

Đầu vào

A	B	C	Y	
0	0	0	0	Đầu ra (Y) = 0 Van đóng
0	0	1	0	
0	1	0	0	
0	1	1	0	
1	0	0	0	
1	0	1	0	
1	1	0	0	
1	1	1	1	Đầu ra (Y) = 1 Van mở

Dựa vào bảng chân lý, ta nhận thấy hàm có thể lựa chọn là hàm AND (hình 4.36).

Để tận dụng ngọn lửa trong buồng đốt, ta chỉ cần bất kỳ 2 trong số ba cảm biến làm việc tốt thì đều phát lệnh mở van. Khi đó ta có bảng chân lý sau:



Hình 4.36. Sơ đồ mạch logic điều khiển chất thải

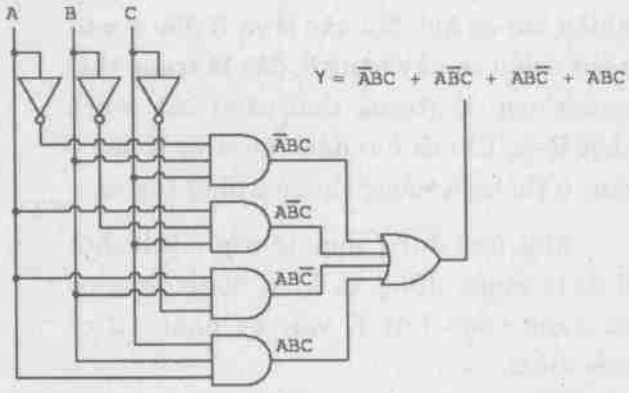
Nhìn vào bảng chân lý ta có tổ hợp logic đầu ra như sau:

$$Y = \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} + ABC$$

Từ đó ta có sơ đồ mạch logic như trên hình 4.37.

Đầu vào

A	B	C	Y	
0	0	0	0	Đầu ra (Y) = 0 Van đóng
0	0	1	0	
0	1	0	0	
0	1	1	1	
1	0	0	0	Đầu ra (Y) = 1 Van mở
1	0	1	1	
1	1	0	1	
1	1	1	1	



Hình 4.37. Sơ đồ mạch điều khiển xử lý chất thải chưa tối giản

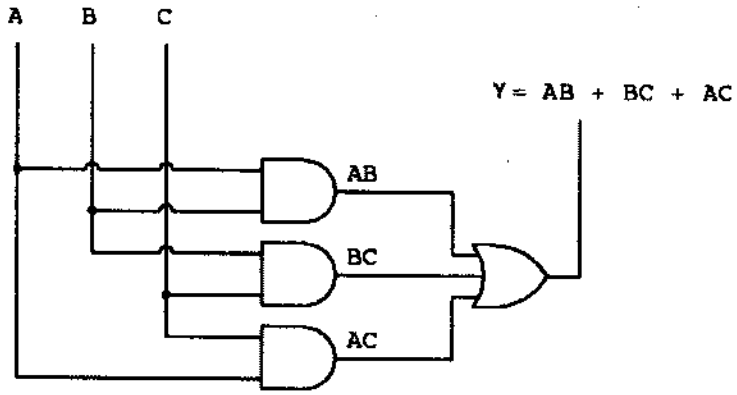
Để tối giản tổ hợp logic trên ta thực hiện trên bảng Cacno (theo minterm)

	$\overline{B}\overline{C}$(00)	$\overline{B}C$(01)	BC(11)	$B\overline{C}$(10)
$\overline{A}$(0)			1	
A(1)		1	1	1

Thực hiện tối giản theo 3 vòng ta được:

Y = BC + AC + AB

Cuối cùng ta được sơ đồ điều khiển hình 4.38



Hình 4.38. Sơ đồ mạch điều khiển xử lý chất thải sau khi đã tối giản

4.3. MỘT SỐ SƠ ĐỒ ĐIỀU KHIỂN CÓ NHỚ

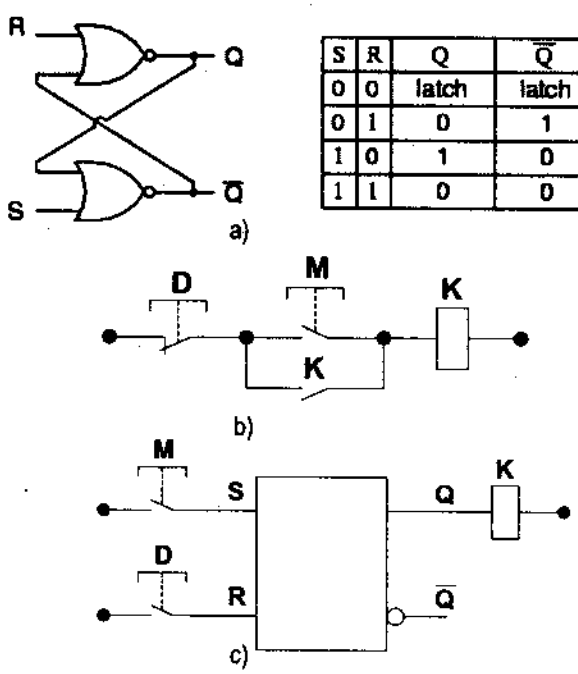
4.3.1. Mạch chốt R–S

Mạch chốt R–S là mạch hai trạng thái ổn định, để tạo mạch này có thể dùng 2 cổng NOR cấu hình như hình 4.39a.

Nhìn vào bảng trạng thái ta thấy Q và $\overline{Q}$ là hai trạng thái ngược nhau. Tuy nhiên khi cả hai đầu vào S và R đều ở mức 1 thì 2 đầu ra này bằng 0, đây là trạng thái không hợp lệ (trạng thái cấm) của mạch chốt R–S. Khi cả hai đầu vào S và R đều ở mức 0 thì hiện tượng chốt (có nhớ) xảy ra.

Một ứng dụng thực tế cho mạch chốt R–S là mạch dừng và khởi động động cơ sử dụng cuộn hút K với các phần tử có tiếp điểm.

Mạch tương đương khi dùng bộ R–S cho trên hình 4.39c.



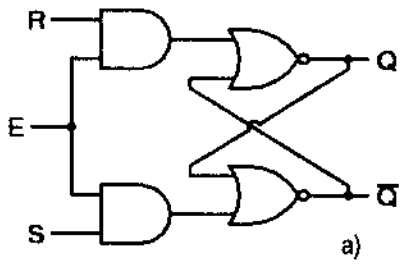
S	R	Q	$\overline{Q}$
0	0	latch	latch
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Hình 4.39. Mạch chốt R–S hai đầu vào;
a) Nguyên lý; b) Mạch ứng dụng; c) Mạch tương đương

4.3.2. Mạch R–S có 3 đầu vào

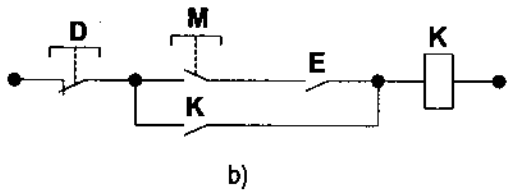
Trong một số sơ đồ mạch, sự thay đổi trạng thái của các đầu vào chỉ có tác dụng khi thoả mãn một đầu vào cho phép nào đó, gọi là E (Enable). Lợi dụng tính chất này thiết kế mạch R–S có thêm đầu vào E như trên hình 4.40a.

Nhìn vào sơ đồ mạch thấy rằng chỉ khi nào tín hiệu E = 1 thì 2 đầu vào S và R mới có tác dụng, còn nếu không nó sẽ tạo ra tính chất nhớ (chốt) trạng thái đầu ra Q và $\overline{Q}$ trước đó.

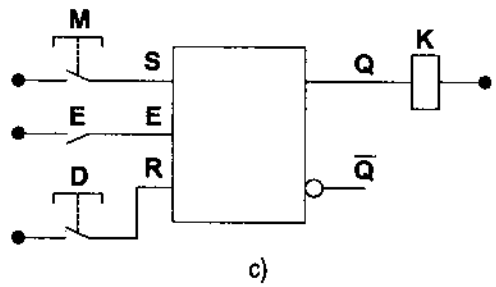


E	S	R	Q	$\overline{Q}$
0	0	0	latch	latch
0	0	1	latch	latch
0	1	0	latch	latch
0	1	1	latch	latch
1	0	0	latch	latch
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0

Mạch R–S 3 đầu vào có thể dùng để dừng và khởi động động cơ khi và chỉ khi công tắc E đã đóng, như trên hình 4.40b.



Mạch RS tương đương như trên hình 4.40c.



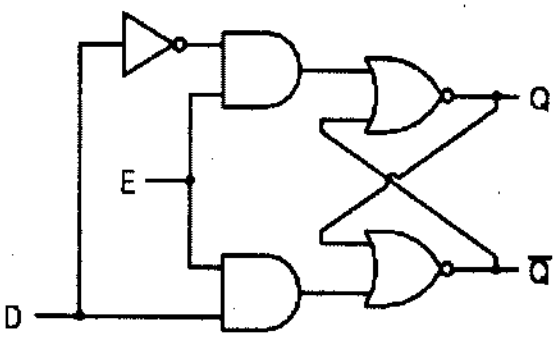
Hình 4.40. Mạch chốt R–S ba đầu vào
a) Nguyên lý; b) Mạch ứng dụng; c) Mạch tương đương.

4.3.3. Mạch chốt D

Mạch chốt dạng này chỉ cần một đầu vào, về cấu trúc gần giống với mạch chốt R–S có 3 đầu vào.

Mạch chốt D hình 4.41 khác với mạch hình 4.40 ở chỗ đầu vào R được thay bằng một phần tử NOT và có chung một đầu với đầu vào D (thay cho đầu vào S).

Mạch chốt D thường được dùng để nhớ trạng thái của đầu ra Q khi đầu vào E về mức logic thấp 0.



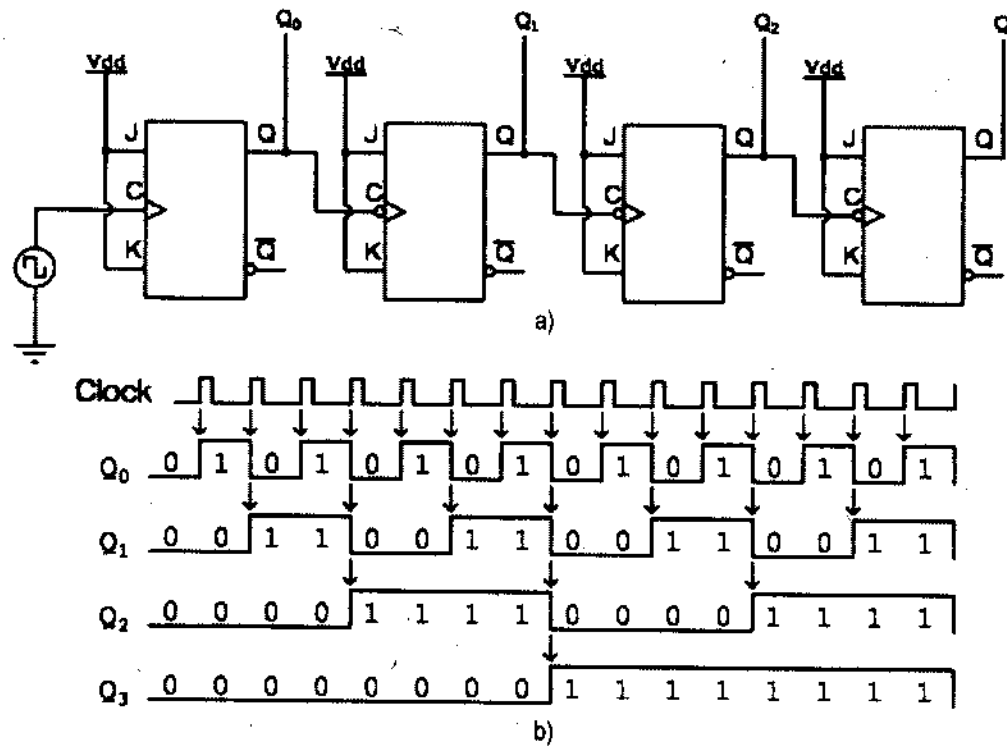
E	D	Q	$\overline{Q}$
0	0	latch	latch
0	1	latch	latch
1	0	0	1
1	1	1	0

Hình 4.41. Mạch chốt D

4.3.4. Thiết kế mạch tạo trễ bằng các phần tử số

Có thể dựa vào mạch chia tần để thiết kế mạch tạo trễ. Ví dụ: Với tần số xung nhịp là 100Hz, nếu chia đôi ta được 50Hz (ứng với 0,02s), chia đôi tiếp ta được 25Hz (ứng với 0,04s), chia đôi tiếp ta được 12,5Hz (ứng với 0,08s)... Nếu cứ chia đôi liên tiếp như vậy ta sẽ có được một thời gian trễ nhất định ứng với tần số xung nhịp đã cho.

Lấy ví dụ mạch đếm 4 bit nhị phân sau:

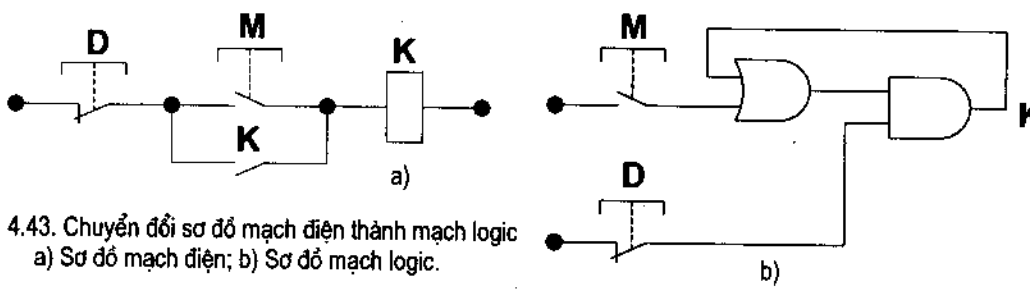


Hình 4.42. Mạch tạo trễ bằng bộ đếm, a) sơ đồ, b) Giản đồ xung.

4.3.5. Chuyển đổi từ sơ đồ dùng tiếp điểm sang sơ đồ dùng các phần tử logic

Để chuyển đổi từ sơ đồ dùng tiếp điểm sang sơ đồ dùng các phần tử logic, trước tiên ta tiến hành viết phương trình hàm logic cho các cuộn hút. Sau đó tìm cách chuyển đổi sang các phần tử logic.

Ví dụ 1: Chuyển đổi sơ đồ mạch điện hình 4.43a sang mạch dùng phần tử logic.



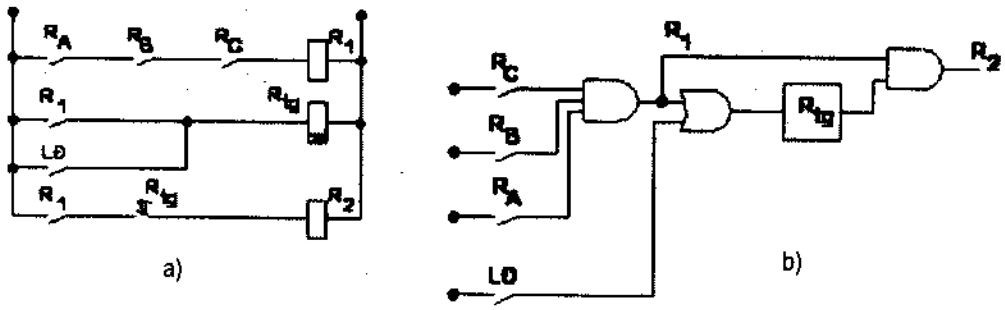
Hình 4.43. Chuyển đổi sơ đồ mạch điện thành mạch logic
a) Sơ đồ mạch điện; b) Sơ đồ mạch logic.

Từ sơ đồ hình 4.43 a, xây dựng phương trình hàm đầu ra cho cuộn K

$$K = (M + K).\overline{D}$$

Căn cứ vào phương trình hàm có thể dùng 2 phần tử logic AND và OR như trên hình 4.34b. Ngoài ra có thể dùng mạch chốt R–S như đã trình bày ở hình 4.39.

Ví dụ 2: Chuyển đổi sơ đồ mạch điện hình 4.44a sang mạch dùng phần tử logic.



Hình 4.44. Ví dụ chuyển đổi sơ đồ mạch điện thành mạch logic
a) Sơ đồ mạch điện; b) Sơ đồ mạch logic.

Từ sơ đồ hình 4.44 viết phương trình hàm cho các cuộn hút:

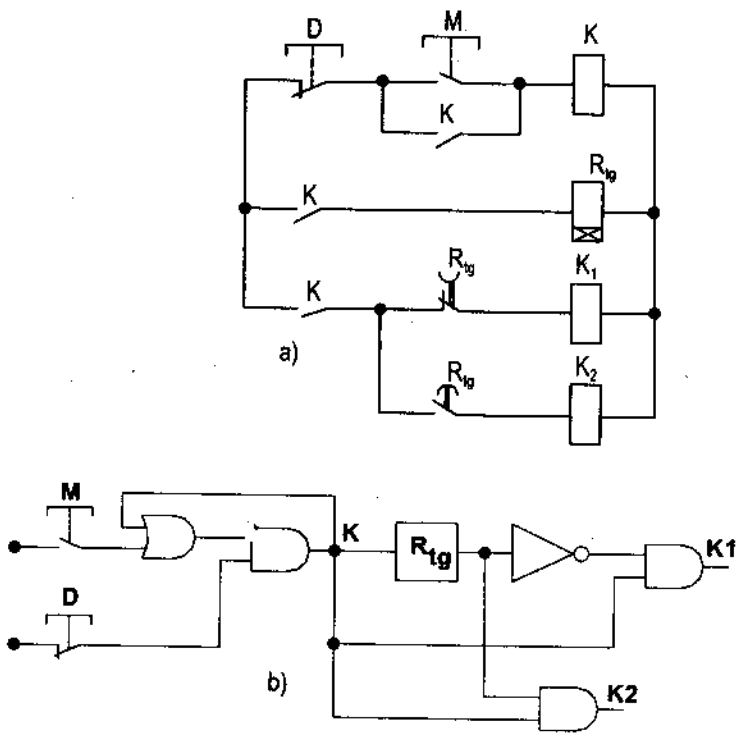
$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R_C R_B R_A \\ R_{tg} &= R_1 + LĐ \\ R_2 &= R_{tg} R_1 \end{aligned}\right\} (4.1)$$

Từ các phương trình hàm (4.1) ta thấy R_1 là sự tổ hợp AND của ba phần tử. Trong đó R_{tg} lại là hàm OR của hai phần tử R_1 và LĐ. R_2 là tổ hợp AND của R_{tg} và R_1. Trong phần tử logic số rơle thời gian R_{tg} có thể thay thế bằng một mạch trễ dùng bộ đếm.

Ví dụ 3: Chuyển đổi sơ đồ mạch điện hình 4.45a sang dùng phần tử logic.

Căn cứ vào sơ đồ hình 4.45a ta thấy:

$$\left.\begin{aligned} K &= (M + K).\overline{D} \\ R_{tg} &= K \\ K1 &= R_{tg}.K \\ K2 &= R_{tg}.K \end{aligned}\right\} (4.2)$$



Hình 4.45 Chuyển đổi sơ đồ mạch điện thành mạch logic
a) Sơ đồ mạch điện, b) Sơ đồ mạch logic

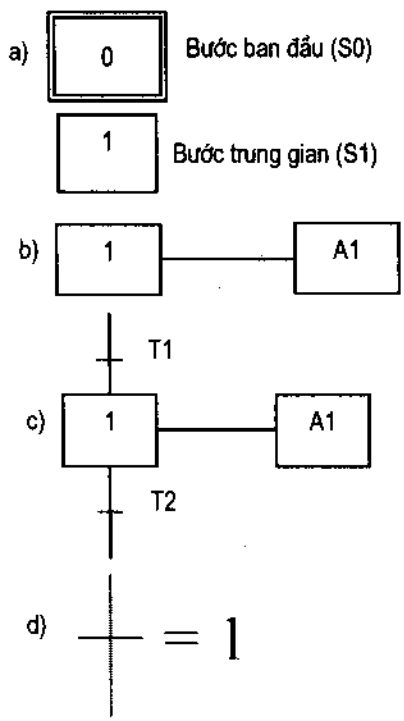
Từ hệ thống phương trình (4.2) và sơ đồ mạch điện hình 4.45a lưu ý 2 tiếp điểm thời gian R_{tg} ở 2 trạng thái ngược nhau do đó để đảo trạng thái dùng hàm NOT. Sơ đồ chuyển đổi sang mạch logic hình 4.45b.

4.3.6. Chuyển đổi từ lưu đồ thuật toán sang dùng các phần tử logic

Trong điều khiển tuần tự, người ta thường dùng lưu đồ GRAFCET hoặc SFC (Sequential Function Chart) để phân tích bài toán tuần tự, trên cơ sở đó tiến hành lập chương trình bằng các phần tử logic số hoặc lập trình mềm bằng vi điều khiển, PLC (Programable Logic Controller) hoặc LOGO!

a) Lưu đồ SFC

SFC dùng để phân tích bài toán điều khiển bằng cách chia thành một hoặc nhiều tuần tự. Trong mỗi tuần tự sẽ có nhiều bước, mỗi bước sẽ thể hiện trạng thái hoạt động nào đó của hệ thống điều khiển. Để chuyển hoá giữa các bước cần thiết lập các điều kiện. Việc thỏa mãn các điều kiện sẽ khiến cho hệ thống có khả năng vận động.



Hình 4.46. Các phần tử cơ bản của lưu đồ SFC
a) Bước; b) Hành động;
c) Điều kiện T1 và T2; d) Điều kiện đặc biệt.

* Các phần tử cơ bản

☞ *Bước:*

Thể hiện các hoạt động của hệ tại bước đó. Bước được đánh theo số thứ tự. Về ký hiệu ta có thể dùng chữ S để thể hiện trạng thái của bước kèm với chỉ số bước

☞ *Hành động:*

Thể hiện hoạt động gắn liền với từng bước. Hoạt động được ký hiệu bằng chữ cái A đi kèm với một chỉ số (thường trùng với chỉ số bước)

Ví dụ: Hành động A_1 gắn với bước 1.

☞ *Các điều kiện:*

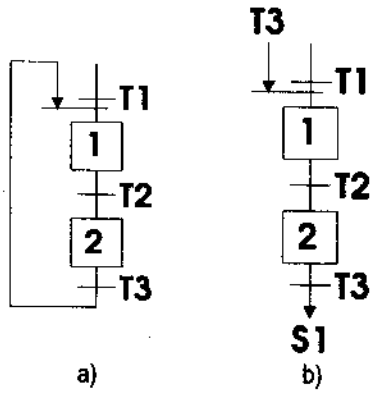
Là một tổ hợp các điều kiện logic, khi thoả mãn đầy đủ các yêu cầu này, hệ thống có thể chuyển đổi từ bước này sang bước khác. Các điều kiện thường được ký hiệu bằng chữ T kèm chỉ số và được thể hiện bằng nét gạch ngang trên sơ đồ (hình 4.46).

Trên lưu đồ thể hiện hai điều kiện T1 và T2. Ngoài ra, lưu đồ SFC còn có điều kiện đặc biệt hình 4.46d.

Điều kiện này được gọi là điều kiện luôn đúng.

☞ *Các liên hệ có hướng:*

Được thể hiện bằng đường mũi tên trên lưu đồ (hình 4.47), nó cho biết chiều hướng vận động của lưu đồ, ngoài ra nó còn thể hiện mối liên hệ qua lại giữa bước và điều kiện.



Hình 4.47. Các liên hệ có hướng

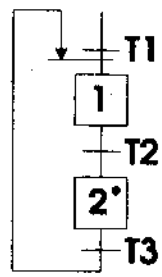
Hai hình 4.47 a, b tương đương nhau. Trong trường hợp hình 4.47a, liên hệ có hướng được thể hiện cụ thể thông qua nét vẽ. Trong trường hợp hình 4.47 b, nếu liên hệ có hướng quá dài, ta có thể ngắt ra và dùng ký hiệu để thể hiện. Chẳng hạn dưới điều kiện T3 ta có mũi tên chỉ đến S1, có nghĩa là hệ sẽ vận động đến S1 (bước 1). Mũi tên chỉ vào bước 1, cho biết được chuyển đến từ điều kiện T3.

☞ ***Một số lưu ý***

+ Nếu không chỉ ra các liên hệ có hướng thì xem như hệ vận động từ trên xuống dưới.

+ Với một hệ SFC tại một thời điểm nào đó sẽ có một hoặc nhiều bước tích cực và các bước khác là không tích cực.

+ Để thể hiện sự tích cực của bước người ta dùng dấu chấm đặt bên trong bước đó (như trên hình 4.48).



Hình 4.48. Bước S2 đang tích cực

b) Các quy tắc vận động của SFC

☞ ***Chuyển bước:***

Hệ thống chuyển từ bước này sang bước khác phải thoả mãn đồng thời 2 yếu tố:

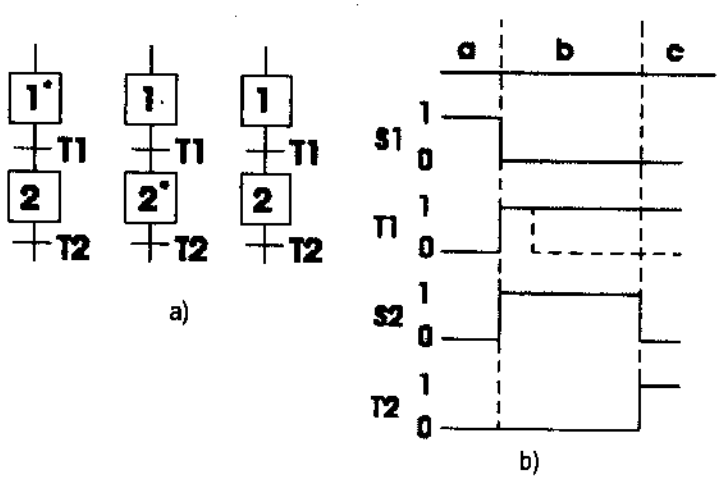
– Bước trước đó phải đang tích cực.

– Điều kiện dẫn đến bước đó phải tích cực.

Khi xảy ra chuyển bước thì trạng thái của bước mới được xác lập, còn trạng thái của bước cũ bị xoá bỏ.

Khảo sát ví dụ hình 4.49a.

Bước 1 tích cực (hành động gắn với bước 1 đang được thực thi). Khi xảy ra điều kiện T1 (ON). Bước 2 chuyển sang tích cực, bước 1 không còn tích cực. Bước 2 tiếp tục tích cực cho đến khi xảy ra điều kiện T2. Điều kiện có thể dưới dạng xung hình 4.49b.

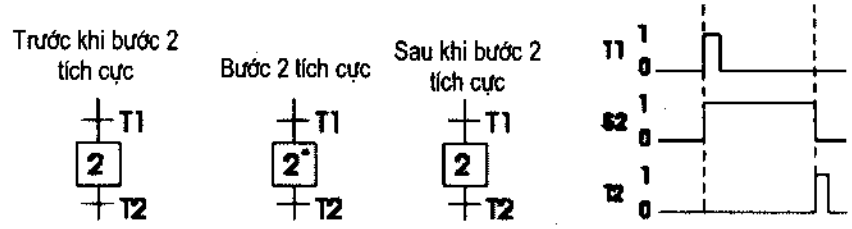


Hình 4.49. Ví dụ về sự chuyển bước trong lưu đồ SFC

☞ Điều kiện

+ Điều kiện dưới dạng xung

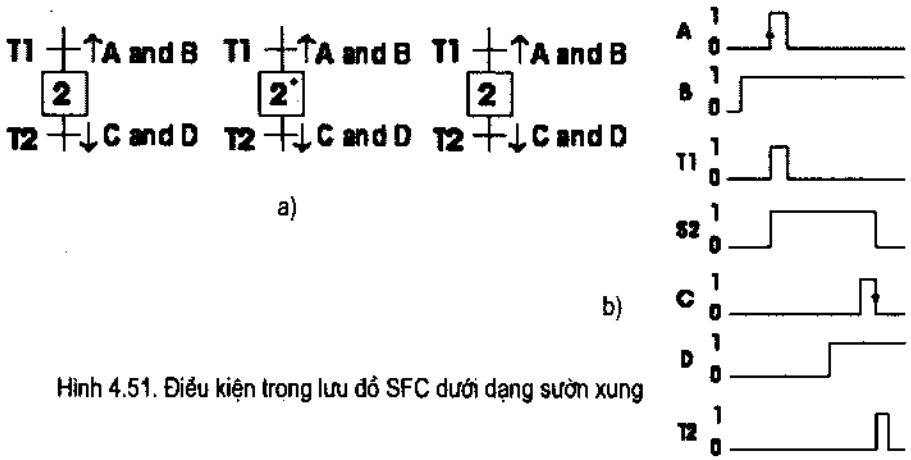
Hình 4.50 cho thấy, khi điều kiện T1 xảy ra (dưới dạng xung), bước 2 sẽ tích cực. Bước 2 còn tích cực cho đến khi xảy ra điều kiện T2 (dưới dạng xung).



Hình 4.50. Điều kiện trong lưu đồ SFC dưới dạng xung

+ Điều kiện dạng sườn xung

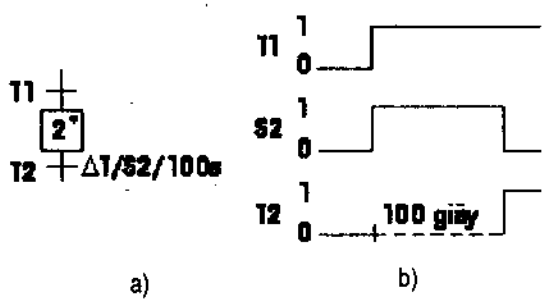
Hình 4.51 cho thấy, khi tín hiệu B xảy ra kết hợp với sự xuất hiện sườn lên của tín hiệu A, thì điều kiện T1 trở nên tích cực làm cho bước 2 tích cực. Khi xuất hiện tín hiệu D kết hợp với sườn xuống của tín hiệu C thì bước 2 bị vô hiệu hoá.



Hình 4.51. Điều kiện trong lưu đồ SFC dưới dạng sườn xung

+ Điều kiện thời gian

Giản đồ thời gian hình 4.52b cho thấy điều kiện T2 tích cực khi hết khoảng thời gian ΔT. Khoảng thời gian này được tính bắt đầu từ lúc bước 2 trở nên tích cực.



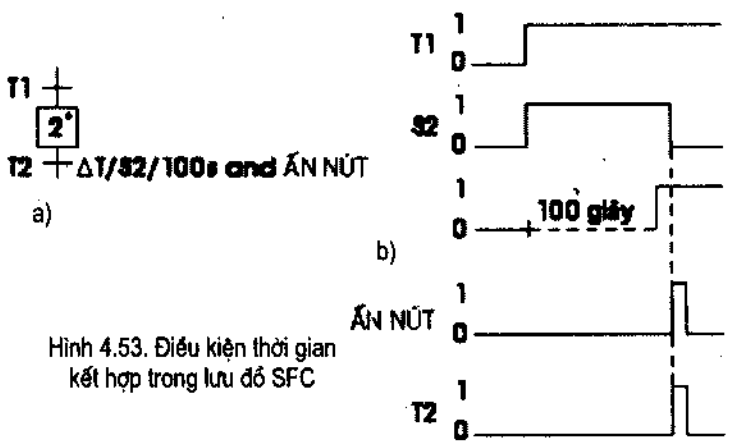
Hình 4.52. Điều kiện thời gian trong lưu đồ SFC

+ Điều kiện thời gian kết hợp

Bước 2 hình 4.53b chỉ bị vô hiệu hoá khi thoả mãn đồng thời 2 điều kiện thời gian và ấn nút.

+ Sử dụng tiếp điểm NC làm điều kiện chuyển tiếp

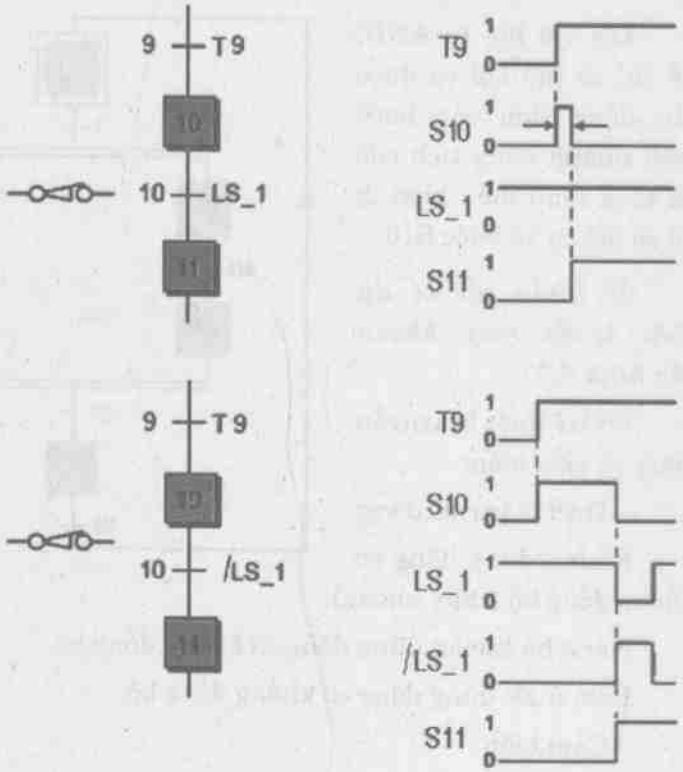
Trong trường hợp a, khi điều kiện T9 tích cực dẫn đến bước S10 tích cực. Tuy nhiên, do điều kiện chuyển tiếp LS_1 là tiếp điểm thường kín (NC, luôn ở mức



Hình 4.53. Điều kiện thời gian kết hợp trong lưu đồ SFC

logic 1 khi tiếp điểm không bị tác động) khiến cho S10 chỉ tích cực được trong 1 thời gian rất ngắn và chuyển ngay lập tức sang bước S11.

Để khắc phục hiện tượng này, trong trường hợp b, dùng thêm hàm NOT (/) để đảo trạng thái tiếp điểm LS_1. Khi đó, giản đồ thời gian của hệ chỉ chuyển trạng thái từ S10 sang S11 khi tiếp điểm LS_1 chuyển trạng thái từ đóng mạch sang ngắt mạch.



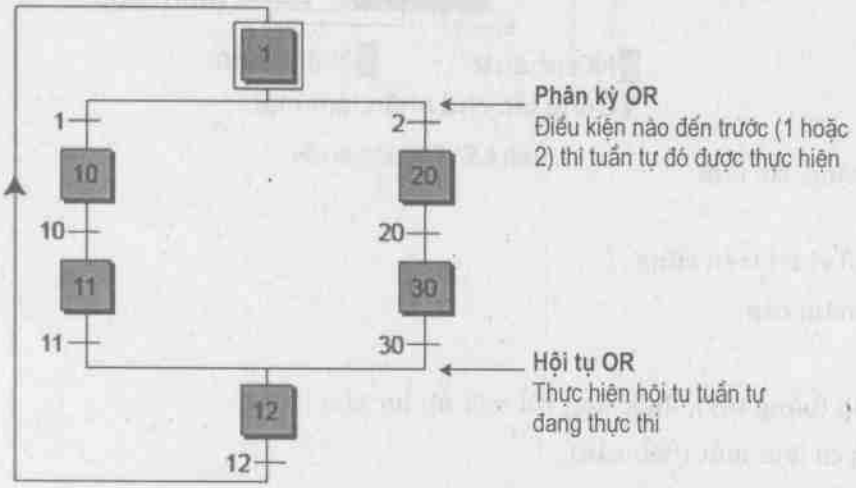
Hình 4.54. Sử dụng tiếp điểm NC để làm điều kiện chuyển tiếp

c) Cấu trúc hệ SFC rẽ nhánh

+ Cấu trúc phân kỳ OR và hội tụ OR

Trong kiểu phân kỳ OR (hình 4.55), chỉ một trong số các nhánh được phép hoạt động, điều kiện nào đến trước thì tuần tự đó được thực hiện. Ví dụ: Nếu điều kiện 1 đến trước thì hệ chuyển từ bước S1 về bước S10 (tích cực tuần tự bên trái), ngược lại nếu điều kiện 2 đến trước thì hệ chuyển từ bước S1 về bước S20 (tích cực tuần tự bên phải).

Đối với hội tụ OR, có nhiệm vụ hội tụ tuần tự đang được thực hiện trước đó. Ví dụ, nếu hệ đang thực hiện tuần tự của nhánh bên phải thì điều kiện 30 phải xuất hiện thì hệ mới có thể hội tụ về bước S12. Ngược lại nếu hệ đang thực hiện tuần tự của nhánh bên trái thì điều kiện 11 phải xuất hiện thì hệ mới có thể hội tụ về bước S12.



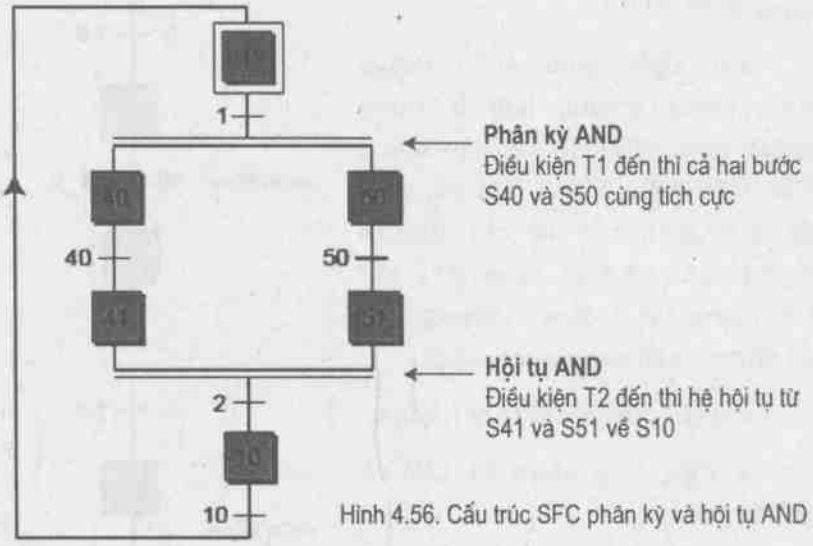
Hình 4.55. Cấu trúc SFC phân kì và hội tụ OR

+ Cấu trúc phân kỳ AND và hội tụ AND

Đối với cấu trúc phân kỳ AND (hình 4.56), hệ sẽ thực hiện

đồng thời các tuần tự tham gia vào phân kỳ đó. Ví dụ: Nếu thoả mãn điều kiện 1 thì hệ sẽ chuyển xuống thực hiện đồng thời 2 bước (2 tuần tự) S40 và S50.

Đối với hội tụ AND, hệ chỉ có thể hội tụ được khi đồng thời các bước trên nhánh cùng tích cực và thoả mãn điều kiện 2, hệ sẽ hội tụ về bước S10.



Hình 4.56. Cấu trúc SFC phân kỳ và hội tụ AND

d) Khảo sát ví dụ điều khiển máy khoan cần hình 4.57

Bố trí thiết bị truyền động và cảm biến:

– Thiết bị truyền động:

Khoan dùng động cơ không đồng bộ (chạy khoan).

Nâng hạ khoan dùng động cơ không đồng bộ.

Bơm nước dùng động cơ không đồng bộ.

– Cảm biến:

Nút ấn khởi động M (NO).

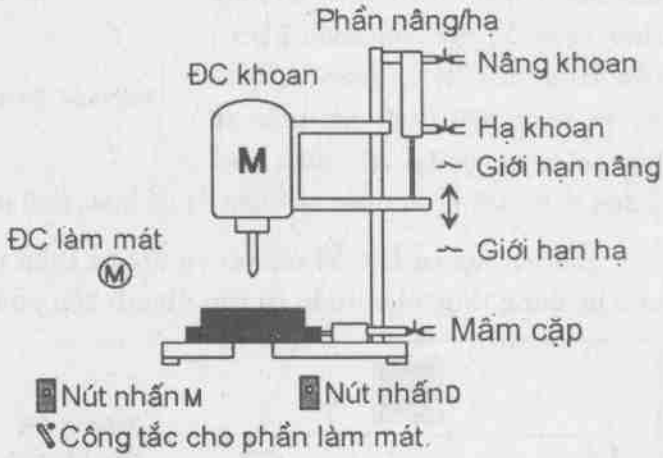
Nút ấn dừng D (NC).

Cảm biến áp lực.

Giới hạn nâng (GHN) (NO).

Giới hạn hạ (GHH) (NO).

Công tắc chạy động cơ bơm (phần làm mát).



Hình 4.57. Máy khoan cần

– Phân tích bài toán:

+ *Giai đoạn đầu:*

Động cơ khoan và động cơ làm mát nghỉ.

Phần nâng hạ khoan ở vị trí trên cùng.

Không có phôi trong mâm cặp.

+ *Trình tự khoan:*

Đưa phôi vào mâm cặp (bằng tay), được kẹp với một áp lực cho trước.

Bật công tắc cho động cơ làm mát (nếu cần).

Ấn nút khởi động M để chạy động cơ khoan và hạ khoan.

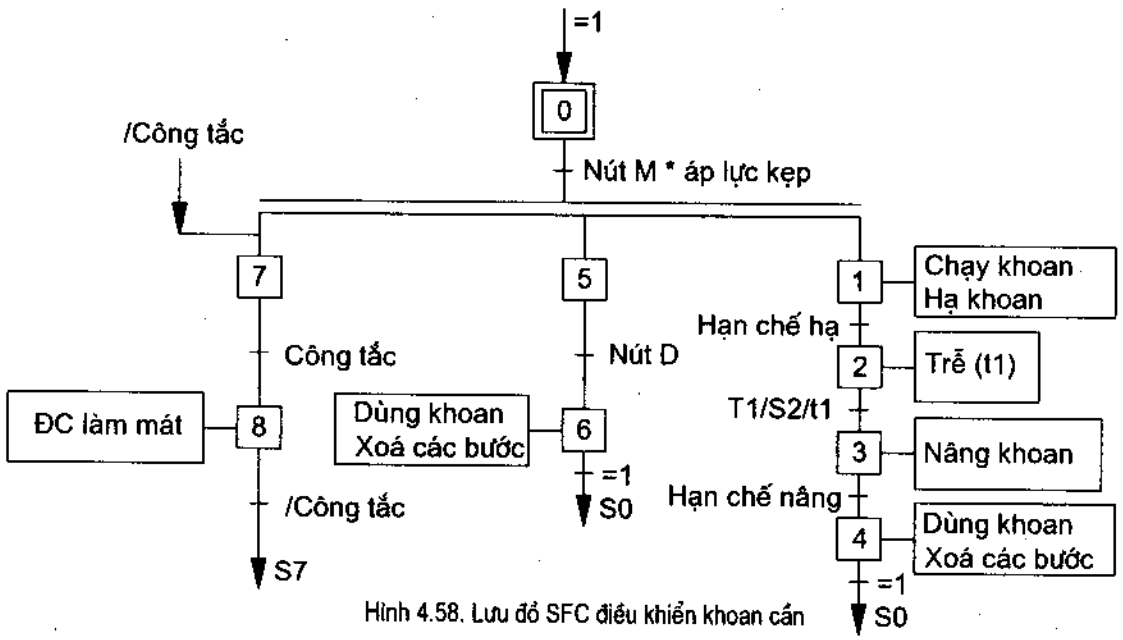
Hạ đến vị trí thấp thì dừng hạ khoan.

Chờ 0,5s ở vị trí thấp, sau đó nâng khoan đến vị trí cao và dừng chạy khoan và bơm nước ở vị trí này.

Tháo phôi.

** Mạng SFC.*

Với bài toán này, có thể chia ra thành 3 tuần tự riêng biệt với rẽ nhánh AND như trên hình 4.58. Tuần tự 1 cho phần bơm nước làm mát, tuần tự 2 cho hoạt động của nút dừng D và tuần tự 3 cho quá trình khoan.



Hình 4.58. Lưu đồ SFC điều khiển khoan cần

** Thiết kế mạch điều khiển.*

– Từ bước 0 đến bước 1, 5 và 7 (hình 4.59).

Ở giai đoạn này chú ý tới tổ hợp điều kiện "nút M * áp lực kẹp", "nút M" là tín hiệu dạng nút nhấn NO, do vậy trong mạch thiết kế cần có yếu tố tự giữ hoặc sử dụng phần tử flip–flop RS (như trên hình 4.59), "áp lực kẹp" là tín hiệu dưới dạng công tắc (cảm biến áp lực). Do phải thoả mãn cả hai điều kiện nên cần thiết kế phần tử AND.

Đối với đầu ra, trong bước 1 mặc dù cần kích hoạt cả "Chạy khoan" và "Hạ khoan", nhưng do hai tín hiệu được kết thúc ở hai thời điểm khác nhau nên cần 2 flip–flop riêng biệt để tiện cho việc reset tín hiệu.

– Từ bước 7 xuống bước 8 (hình 4.60).

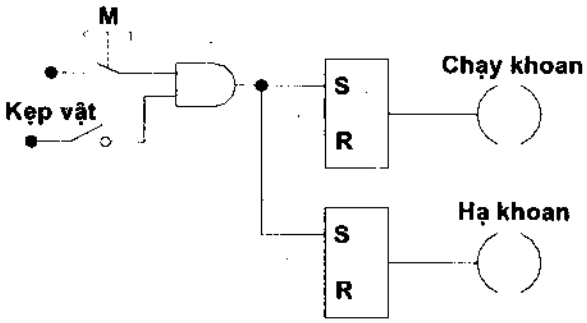
Đối với đầu ra "Chạy bơm", cần kết hợp thêm với tín hiệu "Công tắc" thông qua hàm AND.

– Từ bước 1 xuống bước 2 (hình 4.61).

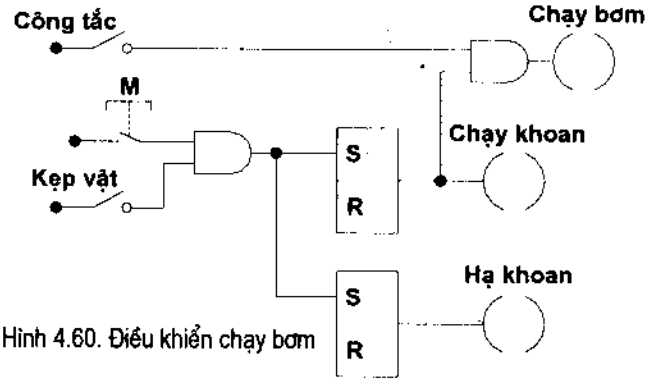
Gặp "Hạn chế hạ" (GHH) kết thúc hành trình "Hạ khoan" nhờ nối GHH tới đầu vào R.

– Từ bước 2 xuống bước 3 (hình 4.62).

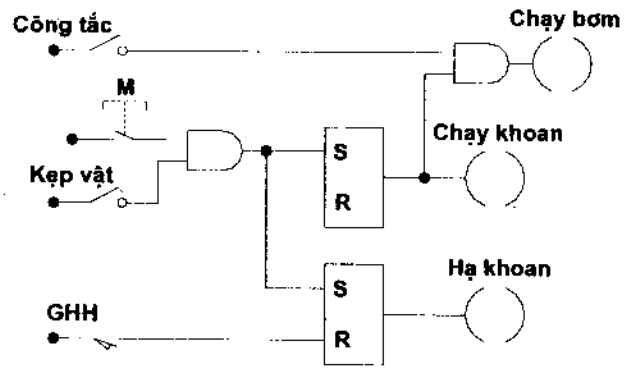
Sau khi hạ khoan cần trễ 0,5s trước khi nâng khoan, nên ta lợi dụng chính sự kết thúc hạ khoan để kích hoạt nâng khoan.



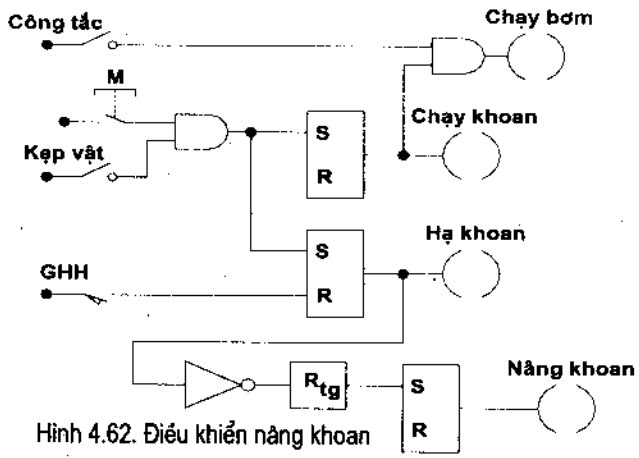
Hình 4.59. Điều khiển chạy khoan và hạ khoan



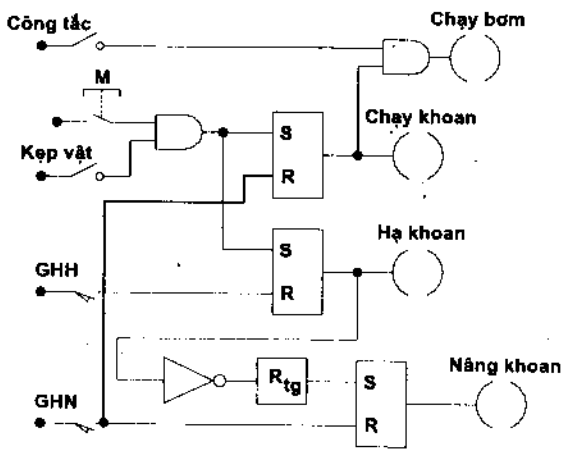
Hình 4.60. Điều khiển chạy bơm



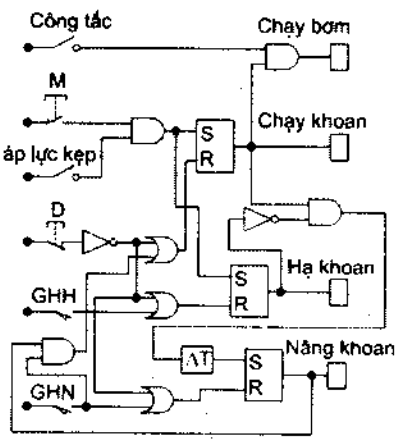
Hình 4.61. Dừng hạ khoan



Hình 4.62. Điều khiển nâng khoan



Hình 4.63. Dừng toàn bộ máy



Hình 4.64. Dừng toàn bộ máy

– Từ bước 3 xuống bước 4 (hình 4.63).

Gặp hạn chế nâng (GHN) cần dừng nâng khoan và xoá tất cả các trạng thái (đồng nghĩa với việc dừng chạy khoan và dừng chạy bơm). Để thực hiện, tiến hành nối GHN tới đầu vào R của "Nâng khoan" và đầu vào R của "Chạy khoan".

– *Từ bước 5 xuống bước 6 (hình 4.64).*

Điều kiện chuyển tiếp là nút ấn Đ, do nút ấn Đ là thường kín nên trước khi đưa tới các đầu vào R ta cần đảo tín hiệu bằng bộ đảo. Ngoài ra, để hoàn thiện bài toán cần thêm một số tín hiệu ràng buộc khác.

4.4. ĐIỀU KHIỂN BẰNG LOGO

Cùng với sự phát triển của kỹ thuật vi điều khiển và vi xử lý, các thiết bị điều khiển công nghiệp có khả năng lập trình cũng phát triển mạnh. Các thiết bị này có nhiều ưu điểm nổi trội, như khả năng kết nối mạng công nghiệp, gá lắp đơn giản thuận tiện, dễ dàng kết nối với các thiết bị ngoại vi (như cảm biến, các thiết bị chấp hành...). Ngoài ra, do làm việc trong môi trường công nghiệp với rất nhiều nhiễu tác động, nên các thiết bị này được các hãng thiết kế với khả năng chống nhiễu cao phù hợp với các tiêu chuẩn quốc tế.

4.4.1. Tổng quát về LOGG!

LOGO! là một thiết bị điều khiển nhỏ gọn, có khả năng tích hợp cao. Có thể xem đây là thiết bị điều khiển mức trung bình, có khả năng xử lý các bài toán điều khiển logic, các bài toán điều khiển đơn bit và thu thập các tín hiệu hiện trường từ các cảm biến để kết nối mạng AS–Interface hoặc Instabus E1B. Số lượng đầu vào và đầu ra của LOGO! có thể lên đến 24 đầu vào số, 16 đầu ra số, ngoài ra có thể mở rộng đầu vào tương tự lên đến 8 đầu vào. Bên cạnh đó LOGO! cũng được trang bị một thẻ nhớ, với kích thước nhỏ gọn, có khả năng mang đi xa qua con đường thư tín hoặc chuyển phát nhanh.

Về nguồn cấp cho LOGO! cũng rất đa dạng với dải điện áp rộng:

– Điện áp một chiều: $12V_{DC}$ hoặc $24V_{DC}$.

– Điện áp xoay chiều: 115 đến 240 V_{AC}.

Đầu ra có hai loại: tranzitor hoặc rơle, với những đầu ra như vậy sẽ tạo ra nhiều tiện ích cho người sử dụng. Nếu những ứng dụng tần số đóng cắt thấp, công suất trung bình ta có thể sử dụng đầu ra rơle. Còn những ứng dụng tần số cao, công suất nhỏ, ta có thể sử dụng đầu ra tranzitor.

Về lập chương trình, LOOO! cũng che ta nhiều lựa chọn. Nếu lập trình trực tiếp trên sản phẩm phần cứng, có thể sử dụng các phím chức năng kết hợp với một màn hình nhỏ, tất cả đều được bố trí trên bề mặt LOGO!. Nếu lập trình gián tiếp trên máy tính cá nhân (PC), cần sử dụng phần mềm LOGO! Comfort V3, V4 hoặc V5. Sau đó sử dụng cáp truyền thông để nạp dữ liệu từ PC vào LOOO!

4.4.2. Lựa chọn cách thức lập chương trình

a) Lập trình trực tiếp trên sản phẩm phần cứng

Cách lập trình này không cần đến máy vi tính, không cần kiến thức về sử dụng máy vi tính. Điều này rất thuận lợi vì chỉ cần học sử dụng trực tiếp LOOO!. Ngoài ra, cách lập trình này giúp ta lập trình trực tiếp tại hiện trường không cần tháo sản phẩm phần cứng. Tuy nhiên, với cáeh lập trình này không thể bao quát toàn bộ bài toán, khiến cho việc gỡ rối và chạy thử nghiệm khá khó khăn.

b) Lập trình gián tiếp trên phần mềm LOOO! Comfort

Để lập trình bằng cácb này, cần cài đặt phần mềm chuyên dụng đi kèm thiết bị phần cứng; có tên gọi LOGO! Comfort V5 (Version mới nhất tính đến thời điểm này). Cách lập trình này có khá nhiều tiện ích nhờ phần mềm, dễ dàng sửa đổi hoặc tạo lập mới bài toán. Các tiện ích gỡ rối đi kèm giúp bài toán được giải quyết dễ dàng hơn. Hơn nữa, nhờ máy vi tính có thể lưu lại nhiều bài toán. Trong khi đó, bộ nbớ trong thiết bị phần cứng chỉ có thể lưu một bài toán.

4.4.3. Tập lệnh

Tập lệnh trong LOGO! khá phong phú, tuỳ theo thế hệ LOGO! mà có thêm nbững lệnh chuyên dụng. Như vậy, cần lưu ý, thế hệ LOGO! càng cao thì số lệnh càng nhiều và phần mềm đi kèm thiết bị phần cứng cũng có tập lệnh tương ứng. Do vậy, không thể nạp những lệnh từ phần mềm mới vào LOGO! thế hệ cũ.

Tập lệnh trong LOGO! được chia thành những nhóm lệnh sau:

– Nhóm lệnh hằng số gồm: Các địa chỉ đầu vào, các địa chỉ đầu ra, bằng số logic, các địa chỉ đầu vào và đầu ra tương tự (Khoảng 11 lệnh).

– Nhóm lệnb cơ bản gồm: Các lệnh về hàm logic, một số hàm theo sườn lên và sườn xuống của tín hiệu (Khoảng 8 lệnh).

– Nhóm lệnh đặc biệt gồm: Các lệnh về thời gian, các lệnh về bộ đếm với hướng đếm khác nhau, các lệnh đối với đầu vào và đầu ra tương tự, các lệnh về nhớ tín hiệu (khoảng 28 lệnb).

4.4.4. Lập trình bằng phần mềm

Trong lập trình bằng phần mềm ta có hai ngôn ngữ để lựa chọn:

– Ngôn ngữ FBD (Function Block Diagram): là một ngôn ngữ đồ hoạ, sử dụng các ký hiệu hàm logic để tạo lập bài toán. Ngôn ngữ này phù hợp với những người quen thuộc với đại số logic.

– Ngôn ngữ LAD (Ladder Diagram): là một ngôn ngữ đồ hoạ, sử dụng ký hiệu rơle – công tắc tơ để liên kết mạch điện. Ngôn ngữ này phù hợp với những người quen thuộc với các sơ đồ mạch rơle – công tắc tơ.

Giữa hai ngôn ngữ, LOGO! cho phép ta chuyển đổi một cách dễ dàng. Ví dụ, nếu đã có sẵn bài toán lập trình bằng ngôn ngữ FBD, chỉ cần nhấp vào menu lệnh là LOGO! sẽ tự động chuyển sang ngôn ngữ LAD và ngược lại.

4.4.5. Giao diện phần mềm

Giao diện phần mềm LOOO! Comfort V5 được chia thành 7 khu vực. Mỗi khu vực thực hiện một nhiệm vụ cụ thể.

Các khu vực:

1: Các menu lệnh

2: Thanh công cụ chuẩn

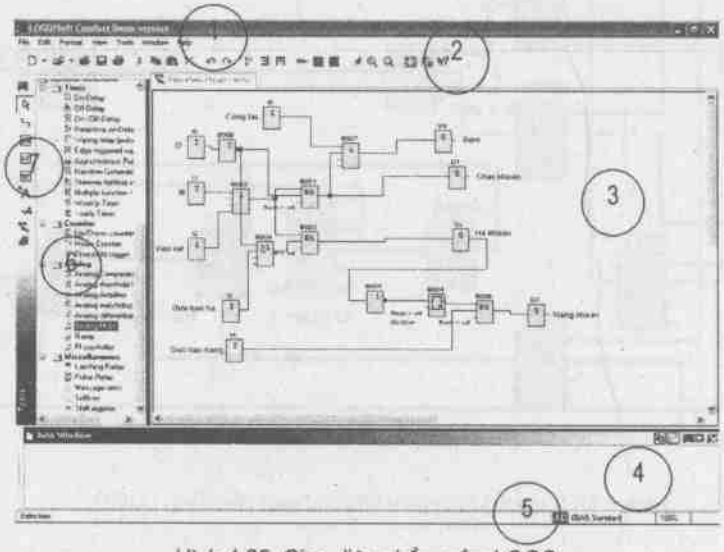
3: Khu vực lập trình

4: Khu vực thông tin về bài toán

5: Thanh trạng thái làm việc của LOGO!

6: Khu vực các lệnh Timer, counter, và các hàm nhớ khác

7: Thanh công cụ hỗ trợ lập trình



Hình 4.65. Giao diện phần mềm LOGO

4.4.6. Trình tự thiết kế bài toán trong LOGO!

– Phân tích các yếu tố công nghệ và điều khiển

– Sử dụng lưu đồ thuật toán để thiết kế chương trình

– Thực hiện soạn thảo chương trình bằng ngôn ngữ ưa thích

– Lựa chọn thiết bị phần cứng:

+ Tools\Select Device... Hoặc

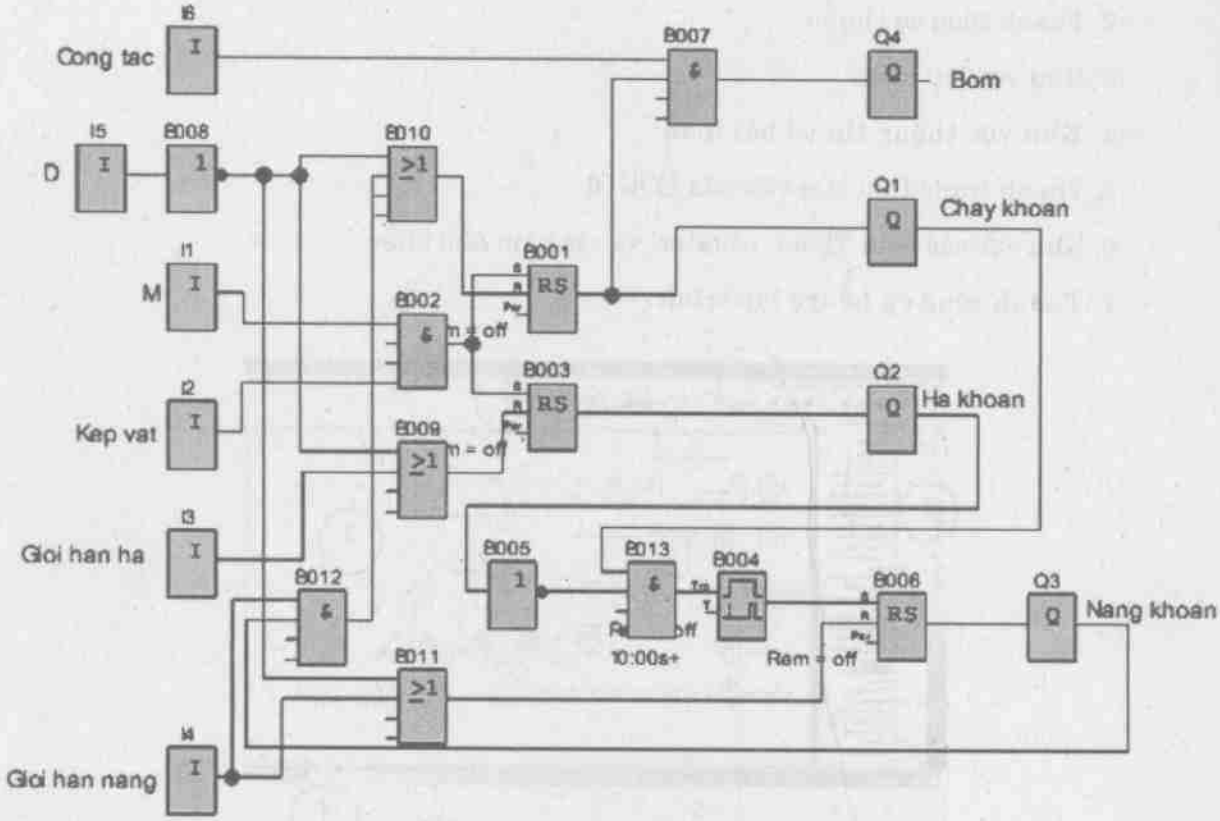
+ Tools\Select Hardware...

– Thực hiện kiểm tra chương trình trên nền online hoặc offline, thông qua phần mềm mô phỏng.

– Download hoặc Upload (chuyển LOGO! về đúng chế độ truyền thông).

4.4.7. Khảo sát ví dụ điều khiển máy khoan cần (mục 4.3)

Căn cứ vào những phân tích ở trên, dựa vào phần mềm thiết kế được chương trình điều khiển như trên hình 4.66.



Hình 4.66. Chương trình điều khiển khoan cân bằng LOGO

4.5. ĐIỀU KHIỂN BẰNG PLC

4.5.1. Tổng quan về PLC

PLC (Programable Logic Controller) là một hệ vi xử lý chuyên dụng, nhằm mục tiêu điều khiển tự động tổ hợp các thiết bị điện hoặc các quá trình sản xuất trong công nghiệp. PLC có khả năng lập trình mềm dẻo thông qua phần mềm, phối ghép đơn giản giữa hệ thống điều khiển và hệ thống động lực.

Hệ thống đầu vào và đầu ra của PLC được thiết kế rất đa dạng, cho phép người sử dụng dễ dàng lựa chọn cho phù hợp với những ứng dụng của mình.

PLC có thể chia thành 2 phần chính:

a) Phần cứng

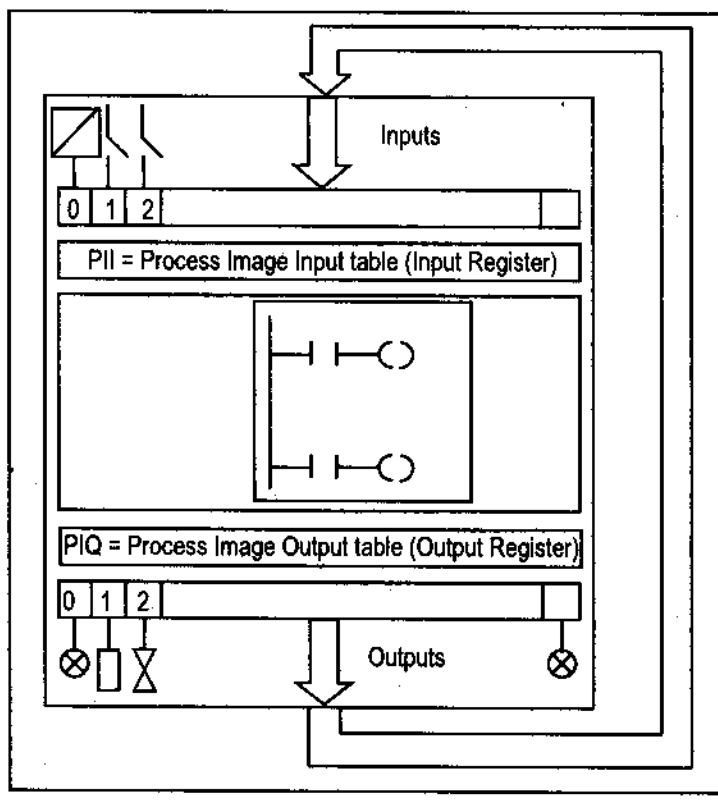
Gồm CPU và bộ nhớ. Có thể xem CPU là trái tim của cả hệ thống, thông qua CPU mọi hoạt động của PLC sẽ được điều khiển hợp lý và chính xác. Dựa vào CPU ta có thể biết được tốc độ tính toán, xử lý thông tin, khả năng quản lý các modul mở rộng, khả năng quản lý bộ nhớ, khả năng kết nối mạng. Đối với bộ nhớ, trong PLC thường sử dụng các bộ nhớ ROM, RAM, EEPROM. Chúng thường dùng để lưu trữ trạng thái các biến vào và ra, lưu giữ kết quả chương trình xử lý, kết quả trung gian, lưu giữ chương trình điều khiển và hệ điều hành.

b) Phần mềm

Gồm hệ điều hành, tập lệnh và chương trình soạn thảo. Hệ điều hành thường nằm trong bộ nhớ ROM, có nhiệm vụ kiểm soát mọi hoạt động của PLC. Tập lệnh thường được lưu dưới dạng mã lệnh nằm trong bộ nhớ EEPROM. Đối với chương trình soạn thảo, gỡ rối và các tiện ích đi kèm thường nằm trong gói phần mềm được cung cấp cùng với phần cứng. Phần mềm này cung cấp khả năng điều khiển và giao tiếp giữa người và máy. Thông qua phần mềm này, có thể soạn thảo, kiểm tra chương trình nhờ các tiện ích gỡ rối.

Bên cạnh modul mẹ có chứa CPU và một số địa chỉ vào ra, PLC có các các modul mở rộng, mỗi modul được nhà sản xuất thiết kế nhằm thực hiện những mục tiêu cụ thể. Ví dụ như modul xử lý nhiệt, modul đầu vào và đầu ra tương tự, modul vị trí, modul cân nặng, modul truyền thông... Khi cần, chúng được kết nối dễ dàng với modul mẹ nhờ cáp truyền thông.

4.5.2. Nguyên lý làm việc của PLC



Hình 4.67. Chu kỳ vòng quét trong PLC

PLC làm việc theo nguyên lý vòng quét (scan), để tìm hiểu nguyên lý này chúng ta cùng xét một vòng quét như sau:

Đọc dữ liệu đầu vào: Đọc các trạng thái vật lý đầu vào, đưa tới bộ đệm ảo (IRR – Input Register).

Thực thi chương trình: CPU đọc dữ liệu từ IRR, thực hiện chương trình soạn thảo trong phần mềm, kết quả được lưu lại tại các vùng nhớ thích hợp và cập nhật bộ đệm ảo đầu ra (ORR – Output Register).

Xử lý các yêu cầu truyền thông (option): Khi có các yêu cầu truyền thông và yêu cầu ngắt, CPU sẽ thực thi chương trình xử lý ngắt và chương trình truyền thông tại thời điểm này.

Tự chẩn đoán lỗi: CPU sẽ kiểm tra lỗi của hệ điều hành, các vùng nhớ và trạng thái của các modul mở rộng.

Xuất kết quả ở đầu ra: CPU sẽ đọc kết quả từ ORR, sau đó xuất kết quả ra các cổng vật lý.

Hình 4.67 cho thấy các mũi tên chỉ ra các bước hoạt động của PLC, chúng tạo thành một vòng kín trong cả quá trình làm việc.

4.5.3. Lựa chọn ngôn ngữ lập trình

Trong PLC, phổ biến có 3 ngôn ngữ lập trình sau:

– Ngôn ngữ LAD (Ladder).

– Ngôn ngữ STL.

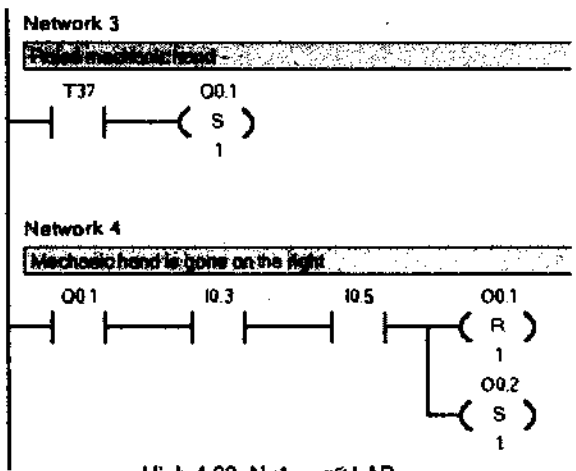
– Ngôn ngữ FBD.

Ba ngôn ngữ này, về hình thức có thể chuyển đổi lẫn cho nhau. Việc lựa chọn ngôn ngữ lập trình là tuỳ thuộc vào thói quen, sở thích cũng như kinh nghiệm của người sử dụng. Tuy nhiên, trong một bài toán có thể thiết kế dưới nhiều ngôn ngữ khác nhau sao cho phù hợp với ứng dụng đang triển khai.

a) Ngôn ngữ LAD

Là ngôn ngữ lập trình đồ hoạ dựa trên cơ sở sơ đồ mạch điện, việc kết nối lập trình đồ hoạ giống với việc thiết lập các sơ đồ relay–contactor. Một chương trình nguồn viết bằng LAD được tổ chức thành các network, mỗi network thực hiện một công việc nhỏ (hình 4.68).

PLC đọc chương trình từ trên xuống dưới, từ trái qua phải, sau đó lặp lại ở vòng quét tiếp theo.



Hình 4.68. Ngôn ngữ LAD

b) Ngôn ngữ STL

Là ngôn ngữ lập trình dưới dạng text, gần giống với lập trình hợp ngữ trong vi điều khiển và vi xử lý, là một ngôn ngữ mạnh cho phép tạo ra một chương trình mà ngôn ngữ LAD hoặc ngôn ngữ FBD rất khó tạo ra. Một chương trình viết dưới dạng STL được tổ chức thành các network, mỗi network thực hiện một công việc nhỏ (hình 4.69).

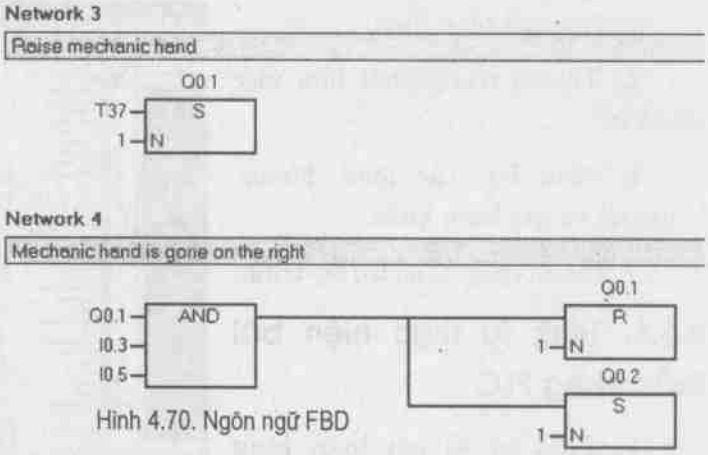
PLC đọc chương trình từ trên xuống dưới, sau đó lặp lại ở vòng quét tiếp theo.

```
Network 3
Raise mechanic hand
LD      T37
S       Q0.1, 1

Network 4
Mechanic hand is gone on the right
LD      Q0.1
A       I0.3
A       I0.5
R       Q0.1, 1
S       Q0.2, 1
```
Hình 4.69. Ngôn ngữ STL

c) Ngôn ngữ FBD

Là ngôn ngữ lập trình đồ hoạ dựa trên cơ sở kết nối các khối hàm, sử dụng các ký hiệu logic giống với đại số Boolean. Các hàm toán học phức tạp cũng được thể hiện dưới dạng khối với các đầu vào đầu ra thích hợp (hình 4.70).



Hình 4.70. Ngôn ngữ FBD

PLC đọc chương trình từ trên xuống dưới, từ trái qua phải, sau đó lặp lại ở vòng quét tiếp theo.

4.5.4. Tập lệnh

Trong PLC, tập lệnh rất phong phú, tuỳ thuộc vào hãng sản xuất, vào chủng loại PLC, vào thế hệ CPU trong cùng một dòng sản phẩm.

Lấy ví dụ PLC S7–200 CPU226 của siemens có các nhóm lệnh sau:

– Nhóm lệnh về xử lý đơn bit:

+ Các lệnh về logic, có liên quan đến ngăn xếp (stack).

+ Các lệnh về timer.

+ Các lệnh về counter.

– Nhóm lệnh về xử lý toán học, tăng giảm thanh ghi

– Nhóm lệnh logic với byte, word, double word

– Nhóm lệnh về dịch chuyển nội dung thanh ghi, ô nhớ

– Nhóm lệnh về xoay, lật thanh ghi.

– Nhóm lệnh về so sánh nội dung thanh ghi, ô nhớ.

– Nhóm lệnh về rẽ nhánh và vòng lặp.

4.5.5. Giao diện phần mềm

Giao diện phần mềm Step7–Micro/Win dùng cho S7–200, được chia thành 7 khu vực. Mỗi khu vực thực hiện một nhiệm vụ cụ thể.

Các khu vực:

1: Các menu lệnh.

2: Thanh công cụ chuẩn .

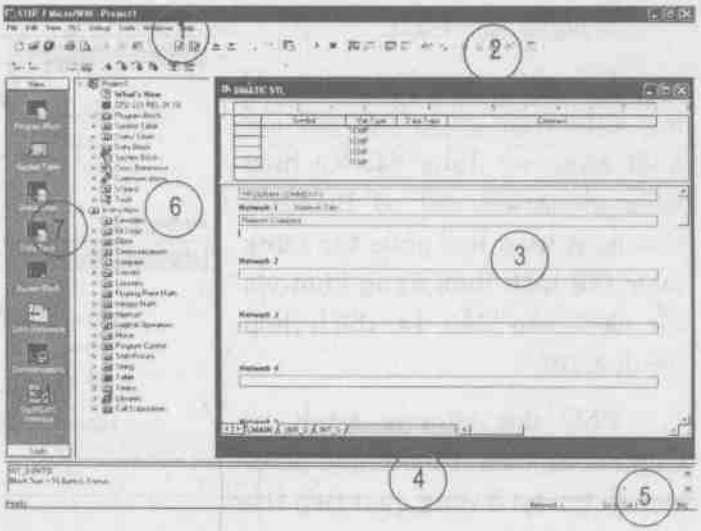
3: Khu vực lập trình.

4: Kết quả biên dịch.

5: Thanh trạng thái làm việc của PLC.

6: Khu vực các lệnh Timer, counter, và các hàm khác.

7: Thanh công cụ hỗ trợ lập trình.



Hình 4.71. Giao diện phần mềm S7–Micro/Win

4.5.6. Trình tự thực hiện bài toán trong PLC

1. Trên cơ sở bài toán công nghệ, ta tiến hành lựa chọn trang bị điện cho hệ thống.

2. Phân tích bài toán điều khiển dựa vào lưu đồ thuật toán, hoặc lưu đồ SFC (Grafcet).

3. Lựa chọn cấu hình đầu vào và đầu ra. Cấu hình đầu vào lấy từ các thiết bị điều khiển, các cảm biến. Cấu hình đầu ra đưa đến các thiết bị chấp hành.

4. Lập sơ đồ nối dây phần cứng, cần chú ý tới yếu tố công suất dòng và áp khi nối PLC tới các thiết bị ngoại vi.

5. Tiến hành viết chương trình và kiểm tra chạy thử

4.5.7. Ví dụ lập trình trên PLC

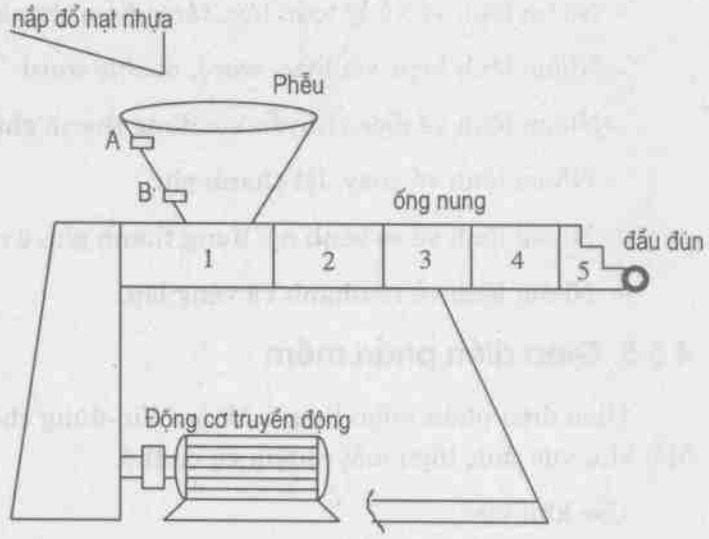
Khảo sát bài toán điều khiển máy đùn nhựa bọc cáp điện

1. Sơ đồ công nghệ của máy đùn nhựa Extruder (hình 4.72).

2. Yêu cầu điều khiển:

Khi trong phễu đã đủ nhựa (cảm biến A có tín hiệu), nhựa tự động đổ vào ống nung, sau khoảng thời gian t cho hệ thống gia nhiệt hoạt động (5 bếp nhiệt từ 1 đến 5).

Khi đủ nhiệt độ theo yêu cầu thì cấp điện cho động cơ truyền động.



Hình 4.72. Hình vẽ công nghệ máy đùn nhựa

Động cơ sẽ tự động dừng khi nhiệt độ của một trong số những vùng nhiệt không đủ yêu cầu, hoặc khi không còn nhựa trong phễu.

Để khởi động máy ấn nút M.

Để dừng máy ấn nút D.

3. Lựa chọn trang bị điện cho hệ thống:

M: Nút nhấn khởi động (NO)

D: Nút ấn dừng máy (NO)

A: Cảm biến tiệm cận điện dung phát hiện mức cao (NO)

B: Cảm biến tiệm cận điện dung phát hiện mức thấp (NO)

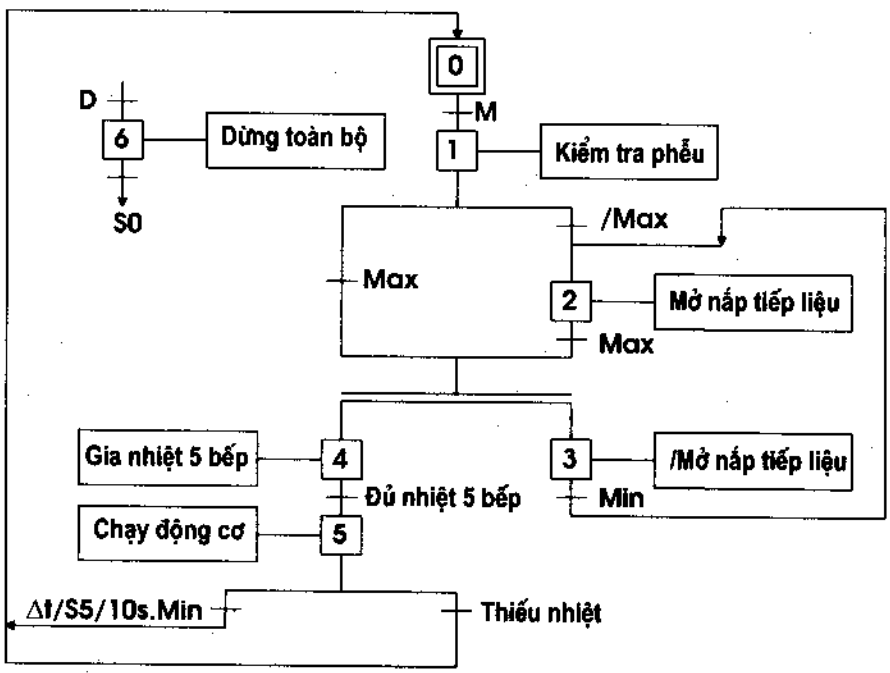
– Cặp nhiệt ngẫu loại K (vùng 1).

– Cặp nhiệt ngẫu loại K (vùng 2).

– Cặp nhiệt ngẫu loại K (vùng 3).

– Cặp nhiệt ngẫu loại K (vùng 4).

– Cặp nhiệt ngẫu loại K (vùng 5).



Hình 4.73. Lưu đồ thuật toán điều khiển mở máy động cơ điện một chiều

* Phân tích bài toán dựa vào lưu đồ SFC

Căn cứ vào yêu cầu công nghệ, ta tiến hành phân tích bài toán dựa vào lưu đồ SFC hình 4.73.

4. Lựa chọn cấu hình đầu vào và đầu ra.

Cấu hình đầu vào:

Nút nhấn khởi động (NO) M: I0.0

Nút nhấn dừng D (NO): I0.1

Cảm biến phát hiện mức cao (NO) Max: I0.2

Cảm biến phát hiện mức thấp (NO) Min : I0.3

Cặp nhiệt ngẫu vùng 1: AIW0

Cặp nhiệt ngẫu vùng 2: AIW2

Cặp nhiệt ngẫu vùng 3: AIW4

Cặp nhiệt ngẫu vùng 4: AIW6

Cặp nhiệt ngẫu vùng 5: AIW8

Cấu hình đầu ra:

Động cơ đùn nhựa: Q0.0

Mở nắp đổ nhựa : Q0.1

Bếp nhiệt vùng 1: Q0.2

Bếp nhiệt vùng 2: Q0.3

Bếp nhiệt vùng 3: Q0.4

Bếp nhiệt vùng 4: Q0.5

Bếp nhiệt vùng 5: Q0.6

5. Lập chương trình điều khiển

Tiến hành lập trình trên cơ sở ngôn ngữ STL, nội dung mã nguồn như sau:

```
NETWORK 1 // CHUAN BI DU LIEU
        LD      SM0.1
        MOVW    5000, VW0
        MOVW    9000, VW2
        MOVW    13000, VW4
        MOVW    17000, VW6
        MOVW    21000, VW8
NETWORK 2 // CHO PHEP LAM VIEC
        LD      I0.0
        O       M0.0
        AN      M0.1
        =       M0.0
NETWORK 3 // BAO VE THIEU NHIET
        LDW<=   AIW4, VW0
        OW<=    AIW6, VW2
        OW<=    AIW8, VW4
        OW<=    AIW10, VW6
        OW<=    AIW12, VW8
        EU
        S       M0.2, 1
NETWORK 4 // DAT THOI GIAN BAO VE NHIET
        LDN     I0.3
        A       M0.0
        TON     T37, 10000
NETWORK 5 // BAO VE THIEU NHUA
        LDN     I0.3
        A       37
        A       C1
        EU
        S       M0.3, 1
NETWORK 6 // DUNG MAY
        LDN     I0.1
        O       M0.2
        O       M0.3
        =       M0.1
        R       M0.2, 1
        R       M0.3, 1
        R       Q0.2, 5
        R       Q0.0, 1
        R       Q0.1, 1
NETWORK 7 // CAP NHUA
        LD      M0.0
        AN      I0.3
        O       Q0.1
        AN      I0.2
        =       Q0.1
NETWORK 8 // XAC DINH LAN CAP NHUA DAU TIEN
        LD      Q0.1
        LDN     I0.1
        O       M0.2
        O       M0.3
        CTU     C1, 1
NETWORK 9 // DK CAP NHIET BAN DAU
        LD      I0.2
        S       M0.4, 1
        R       M0.4, 1
NETWORK 10 // CAP NHIET BEP 1
        LDW<=   AIW4, 6000
        A       M0.4
        A       M0.0
        EU
        S       Q0.2, 1
NETWORK 11 // CAT NHIET BEP 1
        LDW>=   AIW4, 9000
        A       M0.4
        A       M0.0
        EU
        R       Q0.2, 1
NETWORK 12 // CAP NHIET BEP 2
        LDW<=   AIW6, 10000
        A       0.4
        A       M0.0
        EU
        S       Q0.3, 1
NETWORK 13 // CAT NHIET BEP 2
        LDW>=   AIW6, 13000
        A       M0.4
        A       M0.0
        EU
        R       Q0.3, 1
NETWORK 14 // CAP NHIET BEP 3
        LDW<=   AIW8, 14000
        A       M0.4
        A       M0.0
        EU
        S       Q0.4, 1
NETWORK 15 // CAT NHIET BEP 3
        LDW>=   AIW8, 17000
        A       M0.4
        A       M0.0
        EU
        R       Q0.4, 1
```

```
NETWORK 16 // CAP NHIET BEP 4
        LDW<=  AIW10, 18000
        A      M0.4
        A      M0.0
        EU
        S      Q0.5, 1
NETWORK 17 // CAT NHIET BEP 4
        LDW>=  AIW10, 21000
        A      M0.4
        A      M0.0
        EU
R       Q0.5, 1
NETWORK 18 // CAP NHIET BEP 5
        LDW<=  AIW12, 22000
        A      M0.4
        A      M0.0
        EU
        S      Q0.6, 1
NETWORK 19 // CAT NHIET BEP 5
        LDW>=  AIW12, 25000
        A      M0.4
        A      M0.0
        EU
        R      Q0.6, 1
NETWORK 20 // CHAY DC BOC
        LDW>=  AIW4, 7000
        AW>=   AIW6, 11000
        AW>=   AIW8, 15000
        AW>=   AIW10, 19000
        AW>=   AIW12, 23000
        EU
        S      Q0.0, 1
```

Chương 5. Điều khiển động cơ điện theo nguyên tắc tác động liên tục

5.1. CÁC CHỈ TIÊU ĐIỀU KHIỂN

Mọi hệ thống tự động điều khiển đều phải đáp ứng các yêu cầu chung như đã nêu ở chương 1. Đối với hệ thống kín còn có thêm hàng loạt yêu cầu cụ thể khác, những yêu cầu được đặt ra căn cứ công nghệ, chế độ làm việc của các máy móc công nghiệp. Trong số đó, quan trọng nhất là các yêu cầu về đảm bảo các đặc tính tĩnh và động của hệ thống. Những yêu cầu này được quyết định bởi việc lựa chọn sơ đồ cấu trúc và các thông số của hệ thống.

5.1.1. Các chỉ tiêu tĩnh

Chế độ tĩnh là chế độ, mà các thiết bị điện tự động làm việc ở chế độ xác lập. Các tín hiệu nhiễu tác động lên hệ thống không còn ảnh hưởng lên các đại lượng điều chỉnh. Sự ảnh hưởng của chúng có thể coi như làm méo đường đặc tính.

a) Sai số tĩnh là đại lượng đặc trưng cho độ chính xác duy trì đại lượng đặt và thường được tính theo tỷ số phần trăm:

$$s\% = \frac{Y_d - Y}{Y_d}.100\% \tag{5.1}$$

Y_d – thông số đặt;

Y – thông số làm việc thực.

b) Độ trơn khi điều chỉnh là sự sai khác của hai thông số điều chỉnh gần nhau nhất, nó được tính:

$$\gamma = \frac{Y_{i+1}}{Y_i} \tag{5.2}$$

Y_i – thông số điều chỉnh ổn định ở cấp điều chỉnh thứ i;

Y_{i+1} – thông số điều chỉnh ổn định ở cấp điều chỉnh thứ i+1.

Hệ điều chỉnh vô cấp khi $\gamma = \frac{Y_{i+1}}{Y_i} \to 1$, là hệ điều chỉnh có thể làm việc với thông số điều chỉnh ổn định trong suốt dải điều chỉnh.

Hệ điều chỉnh có cấp chỉ làm việc ổn định ở một số giá trị điều chỉnh nhất định nào đó.

c) Dải điều chỉnh là tỷ số giữa giá trị lớn nhất và nhỏ nhất của thông số điều chỉnh.

$$D = \frac{Y_{max}}{Y_{min}} \tag{5.3}$$

d) Sự phù hợp giữa đặc tính điều chỉnh và đặc tính tải là sự tương tích của đặc tính điều chỉnh với đặc tính tải. Đặc tính điều chỉnh cần bám sát yêu cầu của đặc tính tải.

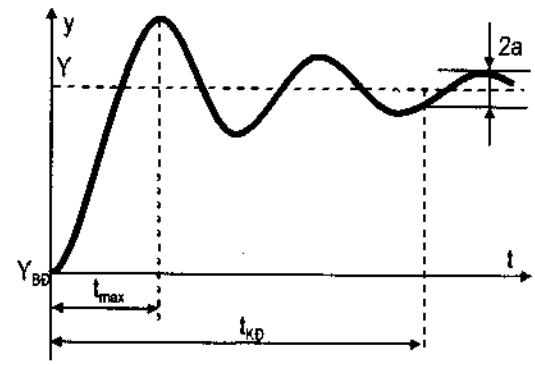
e) Chỉ tiêu kinh tế thể hiện ở vốn đầu tư ban đầu, chi phí vận hành hệ thống và hiệu quả do phương pháp điều chỉnh đem lại. Trong chi phí vận hành thì tổn thất năng lượng khi biến đổi và điều chỉnh đóng vai trò quan trọng, ngoài ra hệ số công suất cosφ của hệ thống cũng góp phần ảnh hưởng không nhỏ đến chi phí vận hành.

f) Các chỉ tiêu khác, trong từng trường hợp cụ thể có thể dùng những chỉ tiêu khác để đánh giá chất lượng một hệ thống điều chỉnh, ví dụ : khả năng tự động hóa, độ linh hoạt khi điều chỉnh..... Việc đánh giá chung một hệ thống tự động điều chỉnh là bài toán tối ưu đa mục tiêu, tùy từng trường hợp cụ thể có thể chọn ra các ưu tiên để quyết định lựa chọn các phương án điều chỉnh.

5.1.2. Các chỉ tiêu động

Đặc tính động của các hệ thống kín trong các quá trình khởi động, điều chỉnh các thông số... nói lên sự biến thiên các đại lượng điều chỉnh theo thời gian. Đặc tính điển hình được vẽ như hình 5.1.

Đường cong quá độ hình 5.1 có được là do tín hiệu điều chỉnh đưa tới dưới dạng xung tại thời điểm t = 0 (hàm của tín hiệu điều chỉnh dạng ΔX.1(t) – tín hiệu vào bằng 0 khi t < 0, hằng ΔX khi t > 0). Đánh giá chất lượng theo đặc tính động theo các chỉ tiêu: tác động nhanh, quá điều chỉnh, số lần dao động.



Hình 5.1. Đặc tính quá độ điển hình

a) Tác động nhanh hay thời gian quá độ của hệ thống, được tính bằng khoảng thời gian $t_{QĐ}$, mà trong khoảng thời gian đó đại lượng điều chỉnh thoả mãn bất đẳng thức:

$$\left|\frac{y(t)-Y}{Y-Y_{BĐ}}\right| = \left|\frac{\Delta y(t)-\Delta Y}{\Delta Y}\right| \le a \qquad (5.4)$$

y(t), $Y_{BĐ}$, Y – giá trị tức thời, ban đầu và xác lập của đại lượng điều chỉnh;

Δy(t), ΔY – gia số giá trị tức thời và xác lập của đại lượng điều chỉnh;

a – độ dao động cho phép.

Thông thường chọn a = 0,03 ÷ 0,05, nghĩa là quá độ được coi là kết thúc khi Δy(t) lệch khỏi giá trị xác lập của đại lượng điều chỉnh ΔY không quá 3 ÷ 5%.

b) Lượng quá điều chỉnh là tỷ số giữa biên độ lớn nhất với giá trị xác lập của đại lượng điều chỉnh:

$$\sigma = \frac{Y_{max}-Y}{Y}.100 = \frac{\Delta Y_{max}-\Delta Y}{\Delta Y}.100 \qquad (5.5)$$

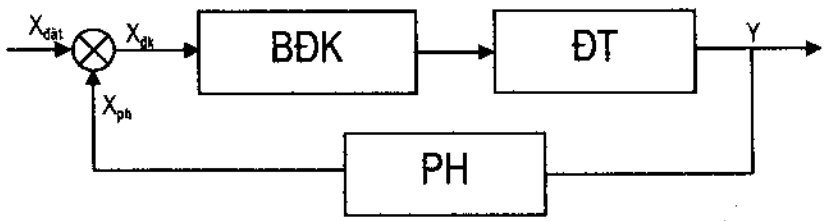
Lượng quá điều chỉnh cho phép thường không vượt quá (10 ÷ 30)%. Một số hệ thống điều chỉnb có lượng quá điều chỉnh eó thể bằng 0.

c) Số lần dao động của đại lượng điều chỉnh treng thời gian quá độ là số lần đại lượng điều chỉnh đi qua đại lượng xáe lập, nó xác định mức độ tắt dần của dao động. Thường số lần đao động nên chọn nhỏ hơn 3. Việc giới hạn số lần đao động nhằm hạn chế khả năng xuất hiện cộng hưởng của hệ thống

5.1.3. Nâng cao ổn định tĩnh của hệ thống

Chất lượng của các thiết bị điện phụ thuộc rất nhiều vào sự ổn định thông số điều ehỉnh của chúng. Muốn nâng cao độ ổn định tĩnh và động của hệ thống cần có mối liên hệ giữa đại lượng đầu ra với th5ng số đầu vào, mối liên hệ này thông qua kênh phản hồi. Sơ đồ khối điển hình giới thiệu nguyên lý việc ổn định các thông số được vẽ trên hình 5.2.

Đối tượng (ĐT) được điều khiển từ một bộ điều khiển (BĐK). Tín hiệu điều khiển X_{dk} cho BĐK được lấy từ tổng đại số hai tín hiệu : tín hiệu đặt $X_{đặt}$ và tín hiệu phản hồi X_{ph}.



Hình 5.2. Sơ đồ khối mạch ổn định thông số đầu ra

$$X_{dk} = X_{đặt} \pm X_{ph} \tag{5.6}$$

Tín hiệu đặt ($X_{đặt}$) quyết định thông số làm việc của TBĐ (ví dụ quyết định tốc độ động cơ, quyết định điện áp ra của máy phát điện, quyết định dòng điện hàn của máy hàn...). Tín hiệu phản hồi (X_{ph}) dùng để ổn định thông số ra, nó được lấy từ đại lượng đầu ra cần điều chỉnh (có thể lấy trực tiếp hay gián tiếp).

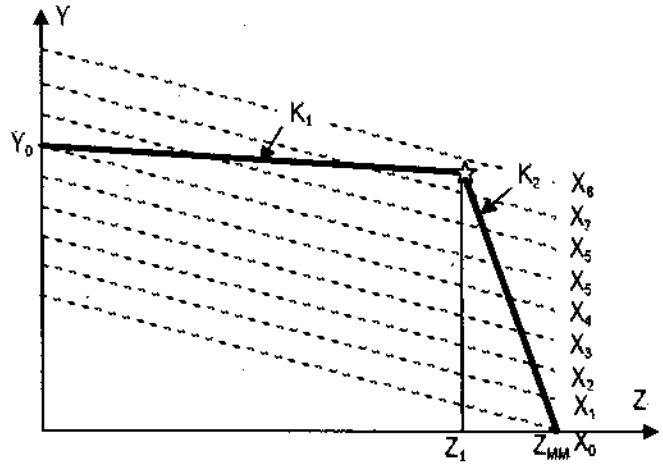
Từ (5.6) thấy rằng : Khi có sự thay đổi của đại lượng đầu ra (mà tín hiệu đặt không thay đổi), tín hiệu điều khiển X_{dk} tự động thay đổi theo thông sế đầu ra. Sự thay đổi này của tín hiệu điều khiển làm tự động điều chỉnh tín hiệu ra (Y) (thường tự động kéo về trị số đặt).

Để minh họa, hình 5.3 vẽ đặc tính tĩnh Y = f(Z) của hệ điều khiển tự động ổn định thông số ra của thiết bị điện theo đường nét liền đậm. Đặc tính này có hai vùng, vùng đặc tính K_1 ổn định thông số ra theo trục hoành (ví dụ ổn định tốc độ, ổn định điện áp máy phát điện, ổn định nhiệt độ các thiết bị điện nhiệt...), vùng K_2 ổn định tbông số theo trục tung (ví dụ giới hạn dòng điện động cơ, ổn định dòng điện hàn của máy hàn...).

Đặc tính ngoài của hệ thốug hở X_1, X_2, X_3,... (ví dụ đặc tính cơ của động cơ, đặc tính ngoài của máy phát điện, đặc tính ngoài của máy hàn...) có dạng là các đường nêt đứt có độ dốc lớn, tương ứng có độ ổn định thông số thấp, sai số điều chỉnh lớn.

Nhờ tín hiệu phản hồi lấy từ đầu ra có thể tạo được đặc tính K_1, K_2 gần song song với trục hoành hay trục tung. Các đặc tính này có độ ổn định cao hơn các đặc tính hệ thống hở.

Hình 5.3 chỉ ra rằng, trên đoạn đặc tính K_1 đại lượng ra Y được ổn định, còn đại lượng Z được xem như kích thích. Khi kích thích Z = 0 đại lượng ra $Y = Y_0$ tương ứng có đại lượng điều chỉnb hệ thống hở X_5. Khi tăng kích thích, do tác dụng của phản hồi mà có sự dịch chuyển liên tục từ đặc tính hệ hở nãy (đường nét đứt trên hình 5.3) sang đặo tính kia theo hướng tăng dần tín hiệu điều khiển (các đặc tính hở X_0, X_7, X_8...). Đường đặc tính kín K_1 là tập hợp các điểm của đặc tính hở, nên có được K_1 gần song song với trục hoành hơn so với các đặc tính hở.



Hình 5.3. Đặc tính hệ kín

Đoạn dặc tính K_2 ổn định được thực hiện theo trục tung, đại lượng cần ổn định là Z còn Y bây giờ đóng vai trò là một kích thích. Tại điểm Z_0, tương ứng tín hiệu điều khiển X_0. Với việc tăng Y, nhờ tác động điều chỉnh của phản hồi mà tín hiệu điều chỉnh X_1, X_2, X_3... tàng liên tục tạo nên đường đặc tính kín K_2 có độ dốc lớn hơn các đường đặc tính hệ hở. Đại lượng Z bây giờ được giữ ổn định.

Tuỳ theo yêu cầu ổn định mà các thiết bị diện có thể cần ổn định theo Y hay theo Z trên dường dặc tính kín K_1 hay K_2. Cũng có những TBĐ cần đòi hỏi ổn định cả hai vùng đặc tính. Ví đụ điều khiển động cơ điện, khi cần ổn định tốc độ hệ thống làm việc thee đường đặc tính K_1, khi cần giới hạn đòng điện hệ thống làm việc theo đường đặc tính K_2.

Các thông số điều chỉnh của hệ thống thiết bị điện thường gặp là tốc dộ quay, diện áp, dòng điện, mômen và công suất dộng cơ một và xoay chiều hay các thông số khác. Trong giáo trình này, nghiên cứu một sế khâu điển hình nhằm giữ ổn định các thông số ra theo một mức độ chính xác nào dó. Từ những khâu diển hình đó, suy ra các đại lượng điều chỉnh khác.

Các hộ điều khiển thường làm nhiệm vụ biến đổi nàng lượng, do đó coi các bộ diều khiển này là các bộ biến đổi (BĐ). Các bộ biến đổi có nhiệm vụ khuếch đại tín hiệu, nó được đặc trưng bằng hệ số khuếch dại $k_{BĐ}$, hệ số này là một hàm của tín hiệu điều khiển ($k_B(X_{dk})$) các biến vào, ra của hệ thống. Sự thay đổi này thường là một đường cong phi tuyến, do đó trong nhiều trường hợp người ta hay coi nô không dổi. Đặc diểm thứ hai của các hộ hiến đổi là có điện trở ra, điện trở này gây tổn hao bên trong bộ biến dổi. Ở chế độ động, bộ biến dổi có thể xem như một khâu không quán tính hay quán tính đao động theo chu kỳ hay không theo chu kỳ. Các hằng số thời gian của các bộ biến đổi cũng phụ thuộc các hiến vào, ra.

Phần tử điển hình của các hệ thống thiết hị điện là động cơ điện một chiều kích từ độc lập. Ở chế đệ động, khi diều khiển bằng diện áp phần ứng động cơ là một khâu dao động.

Máy phát tốc là một khâu không trễ, có điện áp ra tỷ lệ với tốc độ máy phát. Các khâu tạo điện áp đặt, điện áp so sánh có công suất đáng kể, điện trở ra nhỏ.

Đặc biệt chú ý khi nghiên cứu các khâu điển hình là tìm hiểu các phản hồi được sử dụng trên chúng. Nghiên cứu vai trò và khả năng của mỗi loại phản hồi giúp ta thành công trong việc lựa chọn các khâu trong mạch tự động điều khiển. Trong chương này nghiên cứu các mạch phản hồi như điện áp, dòng điện, tốc độ..., nhằm tìm hiểu bản chất vật lý của chúng và khả năng ổn định của các thông số.

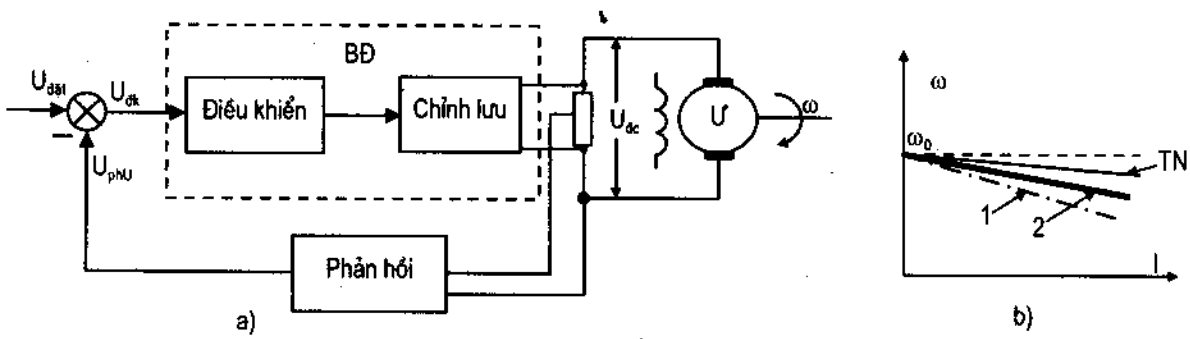
5.2. ĐẶC TÍNH TĨNH CỦA CÁC KHÂU PHẢN HỒI ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

Như đã nói trên, trong các thiết bị điện thì động cơ điện là điển hình nhất. Trong tự động điều khiển động cơ điện, điều khiển động cơ điện một chiều là quan trọng nhất, ổn định tốc độ động cơ được coi là bài toán kinh điển trong tự động điều khiển TBĐ. Bài toán ổn định tốc độ động cơ chỉ có thể thực hiện được khi có các hệ thống kín với các phản hồi điện áp, dòng điện, tốc độ.

5.2.1. Khâu phản hồi điện áp

a) Sơ đồ khối của hệ thống

Sơ đồ khối của hệ thống được vẽ trên hình 5.4. Trong sơ đồ khối này, động cơ được cấp điện từ bộ điều khiển (điển hình hiện nay là chỉnh lưu có điều khiển), tín hiệu *phản hồi* điện áp được lấy từ biến trở chia áp mắc trên hai đầu phần ứng động cơ. Tốc độ động cơ được ổn định gián tiếp qua ổn áp động cơ.



Hình 5.4. Sơ đồ khối mạch phản hồi điện áp

b) Phương trình toán học của hệ thống

Hệ thống được đặc trưng bằng các phương trình (5.7 ÷5.11)

$$U_{dc} = E_{BĐ} - I.r_{BĐ} \quad (5.7)$$

$$U_{dc} = E_{dc} + I.r_u \quad (5.8)$$

$$E_{BĐ} = k_{BĐ}(U_{dk}).U_{dk} \quad (5.9)$$

$$E_{dc} = c_e.\omega \quad (5.10)$$

$$U_{dk} = U_V - k_U.U_{dc} \quad (5.11)$$

U_{dc} – điện áp phần ứng động cơ;

$E_{BĐ}$ – điện áp bộ biến đổi;

U_V – tín hiệu đặt đưa vào hệ thống điều khiển;

I – dòng điện phần ứng động cơ;

r_u – điện trở phần ứng động cơ;

$r_{BĐ}$ – điện trở bộ biến đổi;

$k_{BĐ}$ – hệ số khuếch đại bộ biến đổi; Trường hợp tổng quát là một hàm của đại lượng vào, ra được viết là $k_{BĐ}(U_{dk})$;

k_U – hệ số của mạch phản hồi $k_U = \frac{U_{ph}}{U_{dc}}$;

C_e – hệ số cấu trúc của động cơ $\left(C_e = \frac{U_{dm} - I_{dm}.r_u}{\omega_{dm}}\right)$.

c) Nguyên lý ổn định tốc độ bằng phản hồi điện áp

Khi động cơ mang tải, điện áp động cơ được xác định theo biểu thức (5.7) giảm xuống, sự giảm của điện áp động cơ làm liên tục tăng tín hiệu điều khiển U_{dk} (5.11) kéo theo điện áp bộ biến đổi (5.9) liên tục tăng, trả điện áp động cơ về trị số đặt.

Các bộ biến đổi điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều, thường gặp hiện nay là các bộ chỉnh lưu biến đổi điện áp xoay chiều thành một chiều và bộ băm áp một chiều. Ở chế độ tĩnh các bộ biến đổi này được đặc trưng bằng hệ số $k_{BĐ}$.

Tùy thuộc vào hệ số khuếch đại của bộ biến đổi ($k_{BĐ}(U_{dk})$) và hệ số của mạch phản hồi k_U, mà bộ biến đổi có thể giữ điện áp động cơ không đổi ở một chừng mực nào đó. Tuy nhiên, đại lượng đầu ra của hệ thống là tốc độ ω động cơ, do đó, ngay cả khi điện áp phần ứng động cơ không thay đổi thì tốc độ động cơ cũng thay đổi theo tải. Nguyên nhân là do sụt áp trên điện trở phần ứng động cơ theo phương trình đặc tính cơ:

$$\omega = \frac{U_U}{C_e} - \frac{I.r_U}{C_e} \tag{5.12}$$

Biến đổi các phương trình (5.7 ÷ 5.12) có được phương trình đặc tính cơ của hệ thống kín phản hồi âm điện áp.

$$\omega = \frac{k_{BĐ}U_V}{C_e\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)} - I\frac{r_{BĐ} + r_U\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)}{C_e\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)} \tag{5.13}$$

Phương trình (5.13) là phương trình đường thẳng (đường số 2 trên hình 5.4b). Số hạng thứ nhất của biểu thức (5.13) được xem như tốc độ không tải lý tưởng ω_0 của hệ thống kín:

$$\omega_0 = \frac{k_{BĐ}U_V}{C_e\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)} \tag{5.14}$$

Đại lượng này gần như không đổi ngay cả trong trường hợp $k_{BĐ}$ thay đổi trong phạm vi lớn. Trong trường hợp U_V = const, ω_0 phụ thuộc hệ số khuếch đại mạch kín $k_k = \frac{k_{BĐ}}{1 + k_U k_{BĐ}}$, ở chế độ tĩnh hệ số này gần như không đổi.

Cần chú ý: hệ số $1 + k_U.k_{BĐ} > k_{BĐ}$, do đó ở cùng một tốc độ động cơ, điện áp đặt của hệ thống kín lớn hơn điện áp đặt của hệ hở. *Điều này giải thích cho trường hợp tốc độ động cơ tăng vọt lên rất lớn khi có sai sót trong mạch phản hồi.*

d) Đánh giá hệ thống

Sai số tĩnh của hệ thống hở có thể được viết:

$$\Delta\omega_h\% = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}.100 = \frac{I_{dm}}{C_e.\omega_0}.(r_u + r_{BĐ}) \tag{5.15}$$

Sai số tĩnh của hệ thống kín được viết:

$$\begin{aligned}\Delta\omega_k\% &= \frac{I_{dm}}{C_e\omega_0}\frac{r_{BĐ} + r_U(1 + k_U.k_{BĐ})}{(1 + k_U.k_{BĐ})}.100 \\ &= \frac{I_{dm}}{C_e\omega_0}\left(r_U + \frac{r_{BĐ}}{(1 + k_U.k_{BĐ})}\right).100\end{aligned} \tag{5.16}$$

Như vậy, phản hồi âm điện áp của hệ thống điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều có sai số tĩnh nhỏ hơn sai số tĩnh của của hệ thống hở. Tuy nhiên, sai số này vẫn lớn hơn sai số của đặc tính cơ tự nhiên:

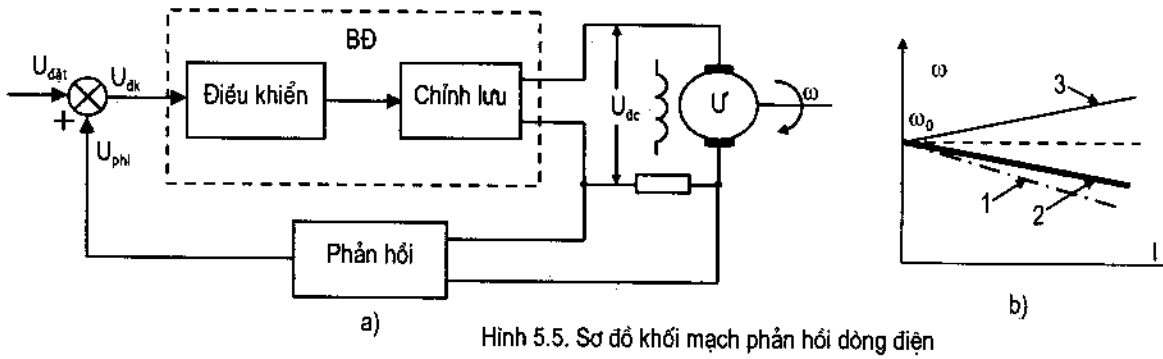
$$\Delta\omega_{TN}\% = \frac{\Delta\omega_{TN}}{\omega_0}.100 = \frac{I_{dm}}{C_e.\omega_0}.r_u \tag{5.17}$$

Do đó, khả năng ổn định tốc độ của hệ thống này không cao, bởi vì *bản chất của hệ thống là ổn định điện áp đầu ra của bộ biến đổi*. Đặc tính cơ cao nhất bằng đặc tính cơ tự nhiên.

5.2.2. Đặc tính tĩnh của khâu phản hồi dương dòng điện

a) Sơ đồ khối hệ thống

Ý tưởng của việc thiết lập hệ thống có phản hồi dương dòng điện, xuất phát từ sự cần thiết bù kích thích dưới dạng dòng điện tải. Đây là tác nhân chính gây nên sai số tốc độ trong hệ thống phản hồi âm điện áp ở trên (dòng điện tăng gây sụt áp bên trong động cơ tăng, tốc độ động cơ giảm nhiều). Sơ đồ khối của hệ thống có khâu phản hồi dương dòng điện được vẽ trên hình 5.5a.



Hình 5.5. Sơ đồ khối mạch phản hồi dòng điện

Tương tự như trên, động cơ được cấp điện từ bộ chỉnh lưu, phản hồi được lấy từ điện trở R_S ($U = R_S.I_U$). Tín hiệu phản hồi được cộng với tín hiệu đặt.

Điện áp điều khiển đưa tới bộ biến đổi lúc này:

$$U_{dk} = U_V + k_I.I \tag{5.18}$$

b) Nguyên lý ổn định tốc độ

Nếu tải của động cơ tăng lên, dòng điện tĩnh của động cơ cũng tăng, làm tăng số hạng thứ hai của biểu thức (5.18). Sự tăng lên của dòng điện tải làm tăng điện áp điều khiển (U_{dk}), và như thế tăng điện áp động cơ để bù sự sụt tốc, do tăng dòng điện gây sụt áp trên điện trở phần ứng động cơ và bộ biến đổi.

Tín hiệu dòng điện phần ứng ($k_I.I_U$) động cơ có thể lấy gián tiếp thông qua dòng điện xoay chiều, như đã trình bày về cảm biến dòng điện ở chương 2. Trong trường hợp lấy trực tiếp dòng điện động cơ, biến đổi dòng điện thành điện áp qua điện trở shunt ($r_s.I$). Điện trở (r_s) để lấy tín hiệu dòng điện nhiều khi là điện trở cuộn dây phụ của máy điện.

Đặc tính cơ của hệ thống phản hồi dương dòng điện động cơ điện một chiều được xây dựng từ việc biến đổi các phương trình (5.7) ÷ (5.10) và (5.18). Khi đó, ta có biểu thức :

$$\omega = \frac{k_{BĐ}.U_V}{C_e} - I\frac{r_{BĐ} + r_u}{C_e}\left(1 - k_I.k_{BĐ}\right) \tag{5.19}$$

Nếu $k_{BĐ}$ và $r = r_u + r_{BĐ}$ không đổi thì phương trình (5.18) là phương trình đường thẳng (đường 2, 3 trên hình 5.5b).

c) Đánh giá sai số

Sai số tĩnh của hệ kín với phản hồi dương dòng điện là:

$$\Delta\omega_k\% = I_{dm}\frac{r_{BĐ} + r_u}{C_s.\omega_0}\left(1 - k_I.k_{BĐ}\right).100 \tag{5.20}$$

Từ (5.20) thấy rằng, sai số tĩnh của hệ thống kín khi phản hồi dương dòng điện có thể bằng 0 nếu như đáp ứng điều kiện : $k_I.k_{BĐ} = 1$. Tuy nhiên, do $k_{BĐ}$ là một hàm của U_{dk} ($k_{BĐ}(U_{dk})$) nên hệ thống có thể xuất hiện những sai số theo tải. Nếu như $k_I.k_{BĐ} > 1$ sai số làm cho đặc tính tĩnh mất ổn định (như đường đặc tính 3 trên hình 5.5b)

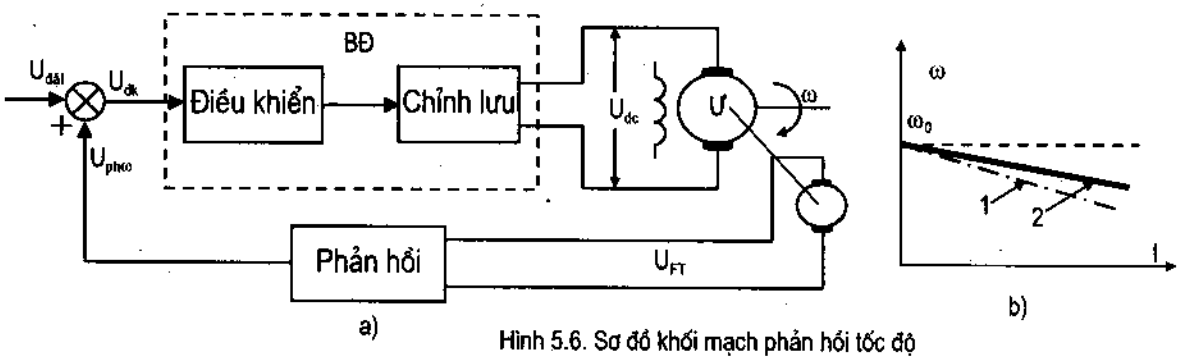
Thay đổi các đại lượng $k_{BĐ}(U_{dk})$ và điện trở r_s làm cho tốc độ động cơ thay đổi. Nó còn thay đổi nhiều hơn ở hệ thống phản hồi âm điện áp. Điều này có thể được giải thích như sau: cùng với việc tăng dòng điện hệ số $k_{BĐ}$ giảm, do đó đường đặc tính cơ có thể bị phi tuyến trong vùng đặc tính làm việc.

Hệ thống điều khiển này mặc dù có thể cho sai số tĩnh nhỏ, nhưng nó lại dễ làm cho đường đặc tính rơi vào vùng mất ổn định (đường 3 trên hình 5.5b khi hệ số k_I thay đổi). Do đó, trong thực tế người ta ít dùng loại phản hồi này, nếu có dùng người ta phải phối hợp với phản hồi điện áp ở trên.

5.2.3. Hệ thống với phản hồi tốc độ

a) Sơ đồ khối của hệ thống

Sơ đồ khối của hệ thống phản hồi âm tốc độ được vẽ trên hình 5.6a. Tương tự như trên, động cơ được cấp điện từ bộ chỉnh lưu, phản hồi tốc độ được lấy từ cảm biến tốc độ (như đã trình bày ở chương 2). Trong sơ đồ này, để đơn giản tín hiệu tốc độ được lấy từ máy phát tốc, điện áp đầu ra máy phát tốc $U_{FT} = k_\omega.\omega$.



Hình 5.6. Sơ đồ khối mạch phản hồi tốc độ

b) Nguyên lý ổn định tốc độ

Nguyên lý hoạt động của phản hồi âm tốc độ là: Khi tải động cơ tăng lên, tốc độ động cơ giảm, điện áp đầu ra máy phát tốc giảm theo, điện áp điều khiển tăng lên, làm tăng điện áp động cơ và tăng tốc độ động cơ. Bằng cách này, bù được sụt tốc độ động cơ nhờ việc tăng điện áp bộ biến đổi:

$$U_{dk} = U_V - k_\omega.\omega \tag{5.21}$$

Phương trình đặc tính cơ hệ thống kín được xây dựng bằng cách biến đổi các biểu thức (5.7) ÷ (5.10) và (5.21), thu được:

$$\omega = \frac{k.U_V}{C_e(1+k_\omega k)} - I\frac{r_{BĐ}+r_u}{C_e(1+k_\omega k)} \tag{5.22}$$

Trong đó : $k = k_{BĐ}/C_e$; $r_\Sigma = r_{BĐ} + r_u$.

Nếu k và r_Σ không thay đổi thì (5.21) là phương trình đường thẳng. Đặc tính cơ được vẽ theo phương trình này là đường 2 trên hình 5.6b.

c) Đánh giá sai số

Sai số tĩnh của hệ thống phản hồi âm tốc độ được tính:

$$\Delta\omega_k\% = \frac{I_{dm}}{C_e.\omega_0}\frac{r_\Sigma}{(1+k_\omega k)}.100 \tag{5.23}$$

Từ (5.23) thấy rằng, sai số tĩnh giảm khi $k_\omega.k$ tăng. Nếu $k\omega.k \to \infty$ thì sai số tĩnh $\Delta\omega \to 0$. Như vậy, phản hồi âm tốc độ cho phép ổn định tốc độ tốt hơn. Đường đặc tính 2 hình 5.6b có thể tiến tới song song với trục hoành.

5.2.4. Chế độ tĩnh của hệ thống nhiều phản hồi

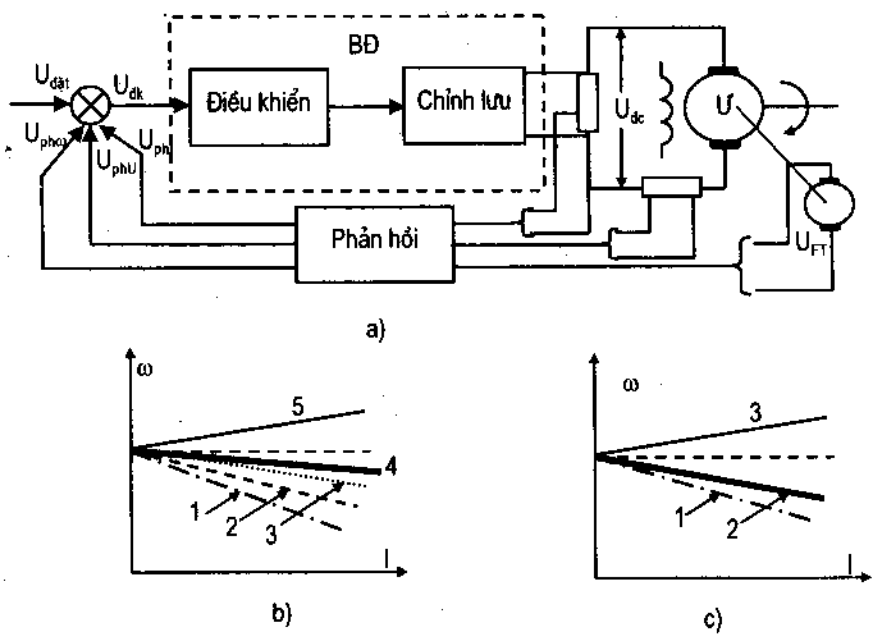
a) Khái quát chung

Ở trên đã giới thiệu các khâu phản hồi âm điện áp, dương dòng điện, âm tốc độ nhằm ổn định tốc độ động cơ. Mỗi một khâu phản hồi có ưu và nhược điểm riêng của chúng. Trong trường hợp có hai hay ba khâu phản hồi cùng được sử dụng, đặc tính cơ tĩnh của động cơ sẽ như thế nào?

Hình 5.7a vẽ sơ đồ khối tổng quát một hệ thống có cả ba khâu phản hồi điều khiển động cơ điện một chiều. Ở sơ đồ khối này chỉ vẽ một cách hết sức khái quát. Khi phối hợp các phản hồi, có thể có tới mười hai sơ đồ mạch thực tế khác nhau.

Sơ đồ khối hình 5.7a có thể dùng để chỉ ra hoạt động của hệ thống với tổ hợp năm loại tín hiệu trong hai hay ba loại phản hồi trên. Phương trình tổng quát của hệ thống có nhiều phản hồi:

$$U_{đk} = U_V \pm k_U.U_{dc} \pm k_I.I - k_\omega.\omega \qquad (5.24)$$



Hình 5.7. Sơ đồ khối mạch nhiều phản hồi

Phản hồi điện áp, có thể dương hoặc âm. Do đó, trước đại lượng $k_U.U_{dc}$ trong phương trình (5.24) có thể mang dấu "+" hay "–". Phản hồi dòng điện cũng có thể phản hồi dương như đã giới thiệu ở trên, cũng có thể có phản hồi âm (giới thiệu ở dưới) nhằm tăng chất lượng quá trình động hay giới hạn dòng điện khi khởi động hay quá tải. Do đó, dấu "+" hay dấu "–" được đặt trước $k_I.I$ trong biểu thức (5.24). Phản hồi tốc độ thường gặp chỉ là phản hồi âm như đã giới thiệu ở trên.

b) Ví dụ một số hệ thống

Trường hợp 1: ổn định tốc độ bằng phản hồi âm điện áp và dương dòng điện, lúc đó điện áp điều khiển được viết:

$$U_{dk} = U_V - k_U.U_{dc} + k_I.I \qquad (5.25)$$

Khi phản hồi dương dòng điện yếu (k_I nhỏ) và $k_{BĐ}$ = const, r = const, đặc tính cơ của hệ thống cao hơn đặc tính cơ của hệ thống khi chỉ có phản hồi âm điện áp. Đường đặc tính này được vẽ trên bình 5.7b (đường số 4). Để so sánh, ở đây vẽ cả đặc tính cơ hệ hở (đường số 1), đặc tính cơ chỉ có phản hồi âm điện áp (đường số 2), đặc tính cơ tự nhiên (đường số 3). Phản hồi dòng điện yếu cho đặc tính cơ có độ cứng cao hơn, bởi vì nó tăng thêm điện áp của bộ biến đổi do phản hồi dương dòng điện. Phản hồi dòng điện mạnh hơn, đặc tính cơ có độ cứng cao hơn. Tuy nhiên, tăng k_I đến một chừng mực nào đó đường đặc tính cơ rơi vào vùng phi tĩnh (*không ổn định tĩnh – đường đặc tính số 5 trên hình 5.7b*).

Nếu đặc tính cơ của bệ thống gần tới đặc tính cơ tự nhiên, thì $k_U.U_{dc} = U_V$, lúc đó phản hồi âm điện áp đường như bị triệt tiêu. Khi tiếp tục tăng phản hồi dòng điện, tín hiệu $k_U.U_{dc}$ trở nên lớn hơn U_V (về trị số) lúc đó $U_V - k_U.U_{dc} < 0$. Phản hồi dương dòng điện bây giờ là thành phần chính của U_{dk}, không những thế, nó còn là thành phần bù lớn hơn của $k_U.U_{dc}$ so với U_V. Giới hạn trên của của đường đặc tính cơ trong trường hợp này không tồn tại.

Trường hợp 2: hệ thống có phản hồi âm tốc độ mạnh (k_ω lớn) và dương dòng điện yếu (k_I nhỏ).

Điện áp điều khiển bây giờ:

$$U_{dk} = U_V + k_I.I - k_\omega.\omega$$

Trên hình 5.7c vẽ đặc tính cơ cho hệ thống có phản hồi âm tốc độ và dương dòng điện. So với đặc tính cơ tự nhiên (đường 1) hệ thống kín cho đặc tính cơ cao hơn. Chỉ cần phản hồi âm tốc độ cũng có thể nâng đặc tính cơ lên tới cứng tuyệt đối (đường song song với trục hoành). Khi có thêm phản hồi dương dòng điện, nếu hệ số k_I đáng kể, đường đặc tính cơ có thể rơi vào vùng phi tĩnh (đường 3).

c) Phương trình tổng quát đặc tính cơ của hệ thống

Phương trình đặc tính cơ của hệ thống có thể được viết dưới dạng tổng quát, bằng cách phối hợp giải các phương trình (5.7) ÷ (5.10) và (5.24) thu được:

$$\omega = \frac{k.U_V}{1 \pm k_U k_{BĐ} + k_\omega k} - I\frac{\frac{r}{C_e} \mp k_U.k.r_u \mp k_I.k}{1 \mp k_U.k_{BĐ} + k_\omega k} \qquad (5.26)$$

Trong đó : $k = k_{BĐ}/C_e$; $r = r_u + r_{BĐ}(I)$

Sai số tĩnh của hệ thống được viết:

$$\Delta\omega_k\% = I\frac{\frac{r}{C_e} \mp k_U.k.r_u \mp k_I.k}{(1 \mp k_U.k_{BĐ} + k_\omega k).\omega_0}.100 \qquad (5.27)$$

Khi tính toán thông số cho hệ thống, thường cho trước sai số tĩnh (có được thông số $\Delta\omega_K$) sau khi lựa chọn xong các khâu phản hồi, bộ biến đổi, động cơ có được các thông số như : $k_{BĐ}$, r, C_e, ω_0, có thể tính được các hệ số phản hồi k_U, k_I, k_ω tương ứng các phản hồi đã chọn. Trường hợp sử dụng từ hai phản hồi trở lên, cần cho trước một hệ số rồi tính hệ số còn lại.

5.2.5. Đặc tính tĩnh của khâu phản hồi âm dòng điện

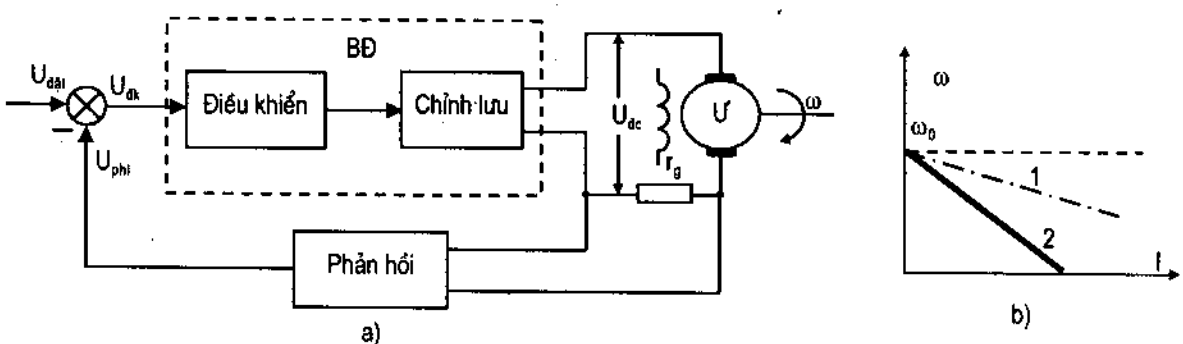
a) Sơ đồ khối hệ thống

Ý tưởng của việc thiết lập hệ thống có phản hồi âm dòng điện, xuất phát từ sự cần thiết bù kích thích dưới dạng dòng điện tải. Đây là nguyên nhân chính gây nên sai số trong hệ thống phản hồi âm điện áp ở trên. Sơ đồ khối của hệ thống có khâu phản hồi âm dòng điện được vẽ trên hình 5.8a.

Tương tự như trên, động cơ được cấp điện từ bộ chỉnh lưu, phản hồi được lấy từ điện trở R_S ($U = R_S.I_U$). Tín hiệu phản hồi được trừ với tín hiệu đặt.

Điện áp điều khiển đưa tới bộ biến đổi lúc này:

$$U_{dk} = U_V - k_I.I \tag{5.27}$$



Hình 5.8. Sơ đồ khối mạch phản hồi âm dòng điện

b) Nguyên lý làm việc của hệ thống

Nếu tải của động cơ tăng lên (thường tăng rất lớn), dòng điện tĩnh của động cơ cũng tăng, làm tăng số hạng thứ hai của biểu thức (5.27). Sự tăng lên của dòng điện tải làm giảm điện áp điều khiển (U_{dk}) và như thế giảm điện áp động cơ, kéo tốc độ động cơ giảm nhanh (như đường đặc tính 2 trên hình 5.8b).

Đặc tính cơ của hệ thống phản hồi âm dòng điện động cơ điện một chiều được xây dựng từ việc biến đổi các phương trình (5.7) ÷ (5.10) và (5.27). Khi đó:

$$\omega = \frac{k_{BĐ}.U_V}{C_e} - I\frac{r_{BĐ} + r_u}{C_e}\left(1 + k_I.k_{BĐ}\right) \tag{5.28}$$

Nếu $k_{BĐ}$ và $r = r_u + r_{BĐ}$ không đổi thì phương trình (5.28) là phương trình đường thẳng (đường 2 hình 5.8b).

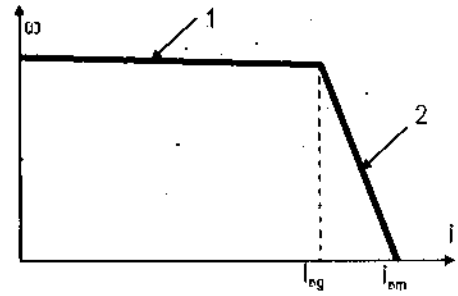
Đường đặc tính 2 ở hình 5.8b không thể dùng cho việc ổn định tốc độ động cơ, nhưng có tác dụng để hạn chế dòng điện trong các hệ thông thường hay làm việc quá tải, khi mà

động cơ không được phép làm việc với dòng điện quá lớn có hại cho động cơ. Có thể coi hệ thống này như một *hệ thống ổn định dòng điện.*

5.2.6. Đặc tính máy xúc – chế độ tĩnh của hệ thống cá ngắt

a) Khái quát về đặc tính máy xúc

Trong các hệ truyền động điện, đặc tính cơ thường gặp của hệ thống (hình 5.9) có độ cứng cao trong vùng đặc tính làm việc để ổn định tốc độ và có độ dốc lớn trong vùng dòng điện lớn, nhằm hạn chế dòng điện khi dòng điện động cơ lớn (chế độ làm việc điển hình là quá độ và quá tải). Tải điển hình sử dụng loại đặc tính này là truyền động cho máy xúc, vì máy xúc cần ổn định tốc độ khi làm việc và thường bị quá tải khi máy xúc bị chạm vào các vật cứng. Do đó, đặc tính có dạng này được mang tên là *đặc tính máy xúc.*



Hình 5.9. Dạng đặc tính máy xúc

Các hệ thống có phản hồi âm điện áp, âm tốc độ, dương dòng điện đã nêu trên, có tác dụng nâng cao độ cứng đặc tính cơ. Việc nâng cao độ cứng đặc tính cơ, kéo theo dòng điện ngắn mạch lớn. Điều này làm xấu đi đặc tính quá độ động cơ, một trong những điều xấu đó là làm tăng dòng điện khi khởi động. Giảm dòng điện khi khởi động và khi quá tải có thể được thực hiện bằng cách đưa thêm khâu phản hồi âm dòng điện có ngắt vào mạch, do phản hồi âm dòng điện làm cho đường đặc tính dốc.

b) Đặc tính máy xúc có ngắt dòng

Hình 5.10a vẽ sơ đồ khối hệ thống điều khiển động cơ một chiều bằng bộ biến đổi. Hệ thống có phản hồi điện áp liên tục và phản hồi âm dòng điện có ngắt tại I_{ng}. *Điểm ngắt dòng điện được tạo bởi điện áp so sánh tại catốt điốt.* Chỉ khi nào điện áp trên điện trở R_s lớn hơn điện áp nền U_N ($I.R_s > U_N$), khi đó điốt dẫn mới cho tín hiệu phản hồi đưa vào mạch. Tại điểm ngắt dòng điện, tốc độ động cơ giảm nhanh khi tăng dòng điện phần ứng (tăng tải). Phản hồi âm điện áp làm tăng độ ổn định tốc độ (giảm sai số tĩnh) trong vùng đặc tính $I < I_{ng}$.

Khi dòng điện động cơ nhỏ hơn dòng điện ngắt, hệ thống chỉ làm việc với phản hồi âm điện áp giống như trên hình 5.4.

Phương trình đặc tính cơ của hệ thống phản hồi có ngắt được xây dựng từ các phương trình (5.7) ÷ (5.10) và các phương trình sau:

$$U_{dk} = U_V - k_U.U_{dc} - U_{phI} \quad (5.29)$$

$$U_{phI} = k_I.\Delta I.\ r_s.1(\Delta I) \quad (5.30)$$

$$\Delta I = I - I_{ng} \quad (5.31)$$

Hàm 1(ΔI) được gọi là hàm nấc (hàm đơn vị), hàm này bằng 1 khi biến $\Delta I > 0$ và bằng 0 khi $\Delta I \leq 0$.

Điện áp đầu ra bộ biến đổi thay đổi theo phản hồi điện áp liên tục và phản hồi âm dòng điện có ngắt. Điểm ngắt của đường đặc tính được quyết định bởi biểu thức (5.30). Tín hiệu phản hồi âm dòng điện được lấy trên điện trở r_s. Khi nào $I.r_s > U_N$ điốt dẫn, có tín hiệu trong mạch phản hồi dòng điện. Phản hồi dòng điện chỉ xuất hiện khi dòng điện lớn hơn dòng điện ngắt, nghĩa là $\Delta I = I - I_{ng} > 0$.

Bằng cách thay thế dần các biến trong các phương trình (5.7) ÷ (5.10), (5.29) ÷ (5.31) ta có:

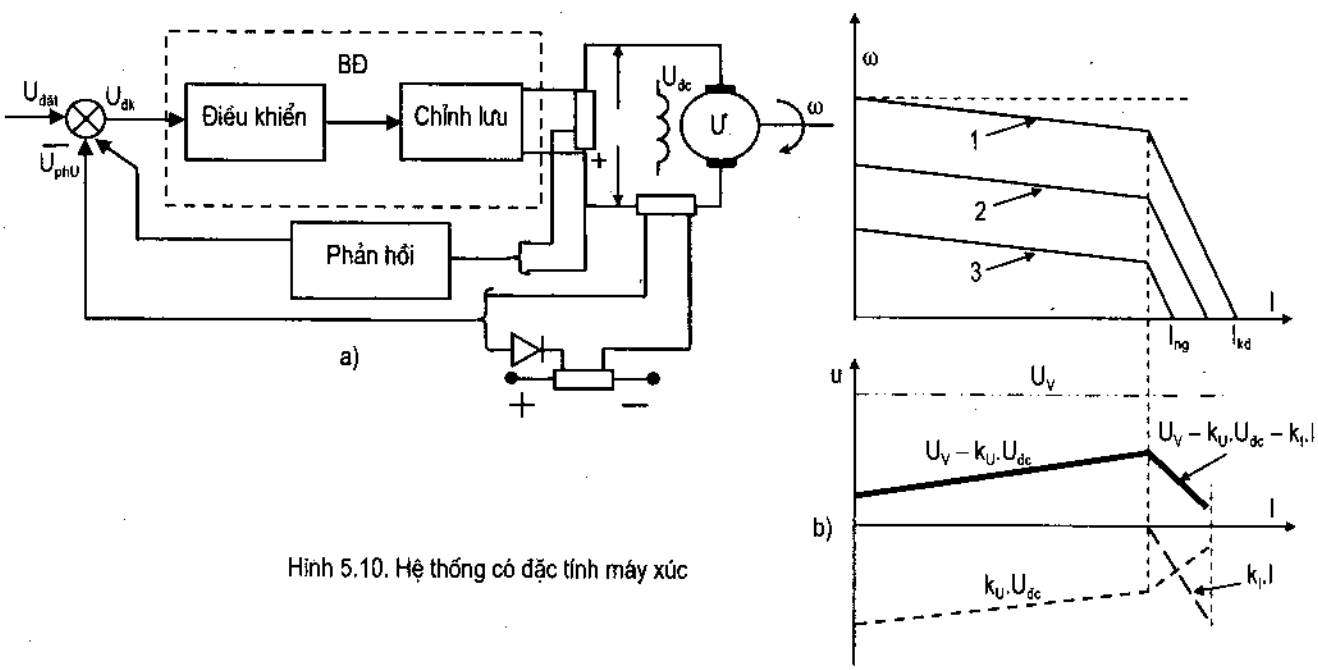
$$\omega = \frac{k.U_V}{1 + k_U.k_{BĐ}} - I\frac{r_{BĐ} + r_u\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)}{C_e\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)} - \Delta I\frac{k_I.k.r_u.1(\Delta I)}{1 + k_U.k_{BĐ}} \qquad (5.32)$$

trong đó : $k = k_{BĐ}/C_e$

Khi dòng điện nhỏ hơn dòng điện ngắt, khâu phản hồi âm dòng điện không tác động, chỉ có phản hồi âm điện áp tác động, số hạng thứ ba của (5.32) bằng 0 (do $1(\Delta I) = 0$). Khi đó:

$$\omega = \frac{k.U_V}{1 + k_U.k_{BĐ}} - I\frac{r_{BĐ} + r_u\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)}{C_e\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)} \qquad (5.33)$$

Khi dòng điện vượt dòng điện ngắt ($I.R_s > U_N$) hay $I > I_{ng}$, điện áp điều khiển U_{dk} giảm nhanh và điện áp đầu ra bộ biến đổi giảm mạnh, do đó tốc độ động cơ giảm nhanh theo sự tăng của dòng điện. Biểu thức (5.32) lúc này có thêm số hạng thứ ba. Sự biến thiên các tín hiệu cấu thành điện áp điều khiển được vẽ trên hình 5.10b. Trong vùng dòng điện tải nhỏ hơn dòng điện ngắt, tín hiệu phản hồi điện áp ($k_U.U_{dc}$) giảm khi tăng tải, làm cho tín hiệu điều khiển (đường nét đậm) $U_{dk} = U_V - k_U.U_{dc}$ tăng. Trong vùng dòng điện lớn hơn dòng điện ngắt, phản hồi âm dòng điện tác động, tín hiệu điều khiển giảm mạnh khi tăng dòng điện tải.



Hình 5.10. Hệ thống có đặc tính máy xúc

Bài toán xác định hệ số khuếch đại theo đường phản hồi dòng điện được đặt ra. Hệ số này được xác định từ dòng điện khởi động (dòng điện ngắn mạch). Tại điểm dòng điện khởi động, động cơ không quay, điện áp của bộ biến đổi cân bằng với tổng sụt áp trong bộ biến đổi và trong động cơ. Phương trình (5.32) có vế trái bằng 0 ta có :

$$k_1 = \frac{k.U_V - I_{KĐ}\left[r_{BĐ} + r_u\left(1 + k_U.k_{BĐ}\right)\right]}{k.r_u\left(I_{KĐ} - I_{ng}\right)} \qquad (5.34)$$

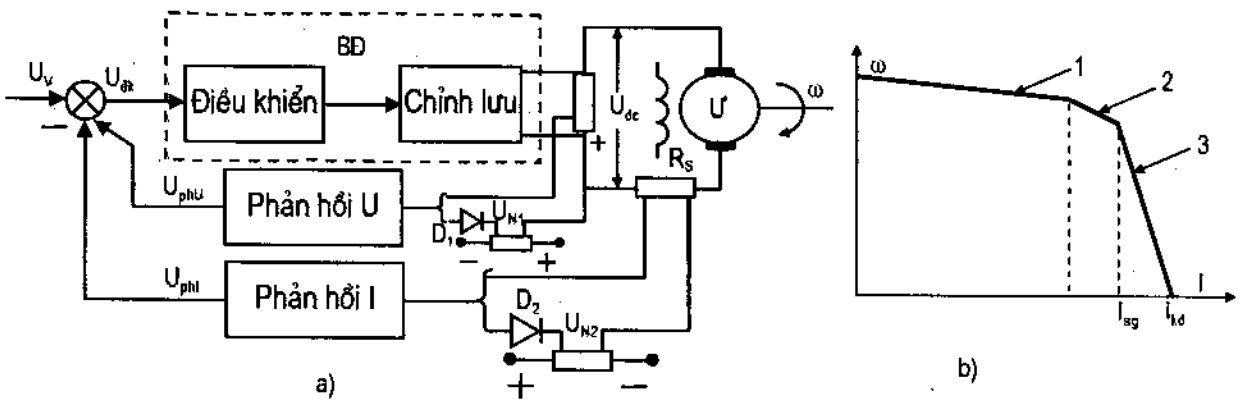
Ở biểu thức (5.33), hệ số $k_{BĐ}$ và điện trở $r_{aĐ}$ có thể phụ thuộc U_{dk}, $I_{KĐ}$.

Giá trị dòng điện khởi động thường chọn $I_{KĐ} = (1,8 \div 2,2)I_{dm}$.

c) Đặc tính máy xúc có hai điểm ngắt

Đặc tính máy xúc có thể được tạo bởi ha đoạn đặc tính (hình 5.11b), bằng cách thiết kế hai khâu phản hồi đều có ngắt. Hình 5.11 vẽ sơ dồ khối hệ thống điều khiển tốc dộ động cơ điện một chiều có phản hồi âm điện áp và âm dòng điện dều có ngắt.

Phản hồi âm điện áp và âm dòng điện có ngắt là khi điện áp và dòng điện đạt ngưỡng (U_{ng}, I_{ng}) nào đó, sẽ có tác dộng của khâu phản hồi tương ứng. Mục đích của việc ngắt phản hồi là giới hạn dòng điện hay mômen ở giá trị cho phép nào đó.



Hình 5.11. Hệ thống tạo đặc tính máy xúc hai khâu ngắt

Khi tải trên trục động cơ nhỏ dòng điện động cơ bé, điện áp bộ biến đổi đủ lớn kéo theo tín hiệu phản bồi $k_U.U_{dc}$ dủ lớn hơn điện áp se sánh U_{N1} có dòng điện chạy qua điốt $Đ_1$, có phản hồi điện áp đưa vào mạch điều khiển. Hệ thống làm việc với pbản hồi điện áp để ổn định tốc độ. Đặc tính của bệ thống là đoạn 1 trên hình 5.11b.

Tải của động cơ tăng lên, điện áp động cơ giảm xuống, đến một tbời điểm tín hiệu phản hồi nhỏ hơn điện áp so sánh ($k_U.U_{dc} < U_{N1}$). Bắt đầu từ điểm này, cắt pbản hồi âm điện áp. Tiếp tục tăng tải cho động cơ, hệ thống làm việc không pbản hồi, nbư là hệ thống hở. Đặc tính của hệ thống là đoạn 2 trên hinb 5.11b.

Dòng điện động cơ tăng tới I_{ng}, điện áp $IR_s > U_{N2}$ phản hồi âm dòng điện được đưa vào mạch. Đặc tính của hệ tbống là đoạn 3 trên hình 5.11b.

Khi có yêu cầu điều khiển tốc độ, việc lấy tín hiệu ngắt phản hồi điện áp ở các đặc tính điều chỉnh gặp khó khăn, do điện áp lấy trên cảm biến thay đổi. Bởi vì, ở mỗi đặc tính điều chỉnh cần một giá trị điện áp ngắt khác nhau (cũng tương tự như thế khi phản hồi âm tốc độ), muốn đáp ứng được yêu cầu đó mạch điều khiển sẽ phức tạp lên nhiều. Còn phản hồi dòng điện, ở mọi đường đặc tính điểm ngắt dòng điện đều có giá trị không đổi. Do đó, các hệ thống thiết kế thường gặp là loại một điểm ngắt như hình 5.10.

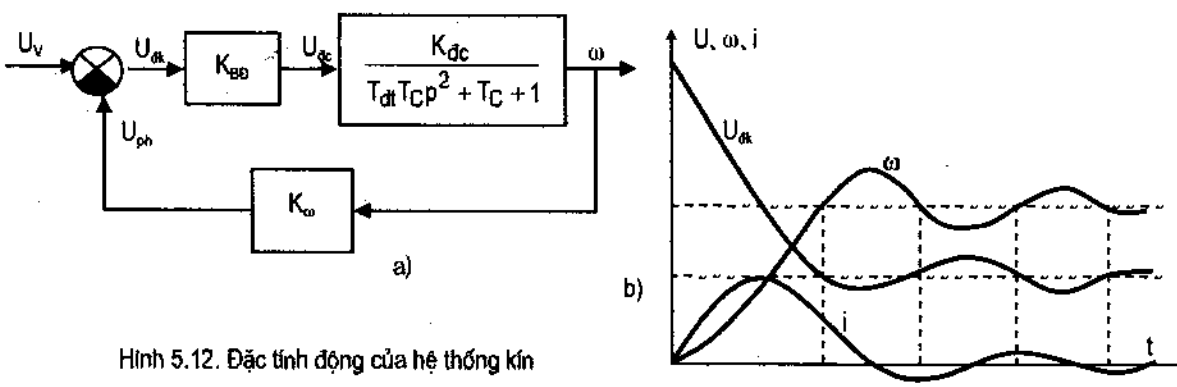
5.3. ỔN ĐỊNH ĐỘNG CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

Đặc tính động của động cơ điện trong hệ thống điều khiển rất đa dạng. Trong khuôn khổ của giáo trình không đủ thời lượng để tìm hiểu hết được. Do đó, dưới đây chỉ tìm hiểu đặc tính động với một số khâu phản hồi điển hình, đó là phản hồi tốc độ và phản hồi tốc độ với phản hồi dòng điện có ngắt. Mặt khác, các hệ thống điều khiển tối ưu cũng cần xét tới, một hệ thống điều khiển tối ưu điển hình là hệ thống điều khiển phụ thuộc.

5.3.1. Đặc tính động của các khâu phản hồi

a) Đặc tính động của khâu phản hồi tốc độ

Sơ đồ cấu trúc của hệ thống phản hồi tốc độ động cơ điện một chiều được vẽ trên hình 5.12.



Hình 5.12. Đặc tính động của hệ thống kín

Khi tìm hiểu đặc tính tĩnh, đã biết rằng tăng độ cứng đặc tính cơ giảm sai số tĩnh. Đồng nghĩa với việc tăng điện áp đặt U_V và giảm hệ số khuếch đại hệ kín của bộ biến đổi ($K_{BĐK}$) so với các thông số tương ứng của hệ thống hở (U_{dkH}, $K_{BĐH}$). Điều này dẫn tới khả năng quá trình quá độ xảy ra nhanh hơn so với khi không phản hồi. Nguyên nhân của gia tốc lớn là do ban đầu khi khởi động $K_ω.ω = 0$, ở đầu vào đưa tín hiệu đặt $U_{dk} > U_{dkH}$. Động cơ tăng tốc, làm tăng $K_ω.ω$, tương ứng làm giảm U_{dk}. Đường cong dòng điện có dạng dao động tắt dần (như hình 5.12h vẽ cho trường hợp quá độ khi khởi động không tải). *Các đường cong dòng điện i và tốc độ ω có liên hệ mật thiết với nhau. Các điểm cực đại và cực tiểu của đường cong dòng điện tương ứng với đạo hàm tốc độ lớn nhất* (theo trị tuyệt đối) vì $M - M_C = J.\frac{dω}{dt}$ hay $i - I_C = \frac{J}{K_M ϕ}.\frac{dω}{dt}$. Dòng điện quá độ bằng 0 khi tốc độ đạt cực đại hay cực tiểu.

Mô hình toán học của khâu phản hồi tốc độ động cơ điện một chiều khi khởi động động cơ không tải được giới thiệu nhiều trong các tài liệu [2, 15, 16] và được viết :

$$U_{dk} = U_V - k_\omega.\omega \tag{5.35}$$

$$E_{BĐ} = k_{BĐ}.U_{dk} \tag{5.36}$$

$$U_{dc} = E_{BĐ} \tag{5.37}$$

$$\omega = \frac{k_{dc}.U_{dc}}{T_u T_C p^2 + T_C p + 1} \tag{5.38}$$

Biến đổi các phương trình (5.34) ÷ (5.37) ta có:

$$\omega = \frac{K_K.U_{dc}}{T_u T_{CK} p^2 + T_{CK} p + 1} \tag{5.39}$$

Trong đó:

$$K_K = \frac{k_{BĐ}.k_{dc}}{1 + k_\omega.k_{BĐ}.k_{dc}}$$ – hệ số khuếch đại của hệ thống kín;

$$T_{CK} = \frac{T_C}{1 + k_\omega.k_{BĐ}.k_{dc}}$$ – hằng số thời gian cơ của hệ thống kín.

Như vậy, khởi động động cơ trong hệ thống có phản hồi tốc độ, cấu trúc có khâu dao động, nhưng với hệ số khuếch đại K_K nhỏ hơn hệ số khuếch đại của hệ thống hở ($K_K < k_{BĐ}.k_{dc}$), tương ứng hằng số thời gian cơ cũng giảm xuống ($T_{CK} < T_C$). Hằng số thời gian điện từ của mạch phần ứng ($T_U = L_U/R_U$) giữ không đổi, do đó hệ thống có thể giảm dao động khi đáp ứng điều kiện $4T_U \le T_{CK}$.

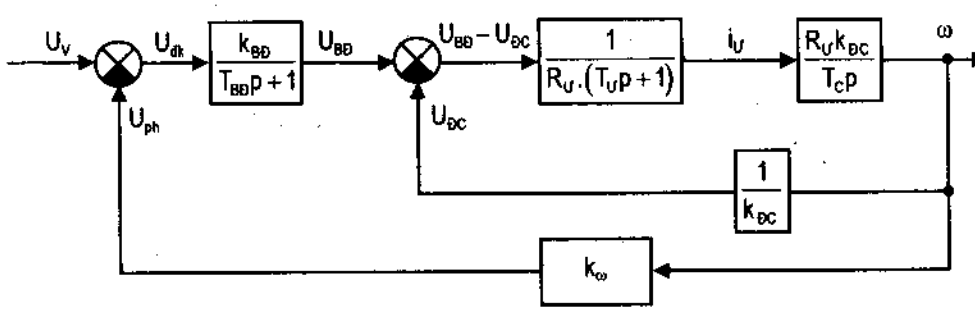
Nếu như bộ biến đổi là một khâu quán tính với hằng số thời gian $T_{BĐ}$ thì phương trình (5.35) được thay thế bằng phương trình:

$$E_{BĐ} = \frac{k_{BĐ} U_{dk}}{T_{BĐ}.p + 1} \tag{5.40}$$

Phương trình đặc tính cơ hệ kín (5.38) bây giờ được viết dưới dạng:

$$\omega = \frac{K_K.U_{dc}}{T_{BĐ} T_u T_{CK} p^3 + T_{CK}\left(T_{BĐ} + T_u\right)p^2 + T_{CK}\left(1 + \frac{T_{BĐ}}{T_C}\right)p + 1} \tag{5.41}$$

Hình 5.12a có thể được vẽ lại như hình 5.13.



Hình 5.13. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển động cơ có phản hồi âm tốc độ

Bỏ qua biến đổi trung gian, hàm truyền của hệ thống được viết:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_V(p)} = \frac{k_{BĐ}.k_{ĐC}}{T_C p(T_{BĐ}p+1).(T_U p+1) + T_{BĐ}p + 1 + k_\omega.k_{BĐ}.k_{ĐC}} \quad (5.42)$$

Chia tử và mẫu cho $1+K_\omega.K_{BĐ}.K_{ĐC}$ ta có:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_V(p)} = \frac{k_{BĐTĐ}.k_{ĐC}}{T_{CTĐ}.T_{BĐ}.T_U p^3 + T_{CTĐ}(T_{BĐ}+T_U)p^2 + (T_{CTĐ}+T_{BĐTĐ})p + 1}$$

Trong đó:

$T_{CTĐ} = \dfrac{T_C}{(1+k_C.k_{BĐ}.k_{ĐC})}$ – Hằng số thời gian cơ tương đương của động cơ.

$T_{BĐTĐ} = \dfrac{T_{BĐ}}{(1+k_C.k_{BĐ}.k_{ĐC})}$ – Hằng số thời gian tương đương của bộ biến đổi.

$K_{BĐTĐ} = \dfrac{k_{BĐ}}{(1+k_C.k_{BĐ}.k_{ĐC})}$ – Hệ số khuếch đại tương đương của bộ biến đổi cấp nguồn cho động cơ.

Phương trình đặc tính của hệ :

$$T_{CBĐ}.T_{BĐ}.T_U.p^3 + T_{CTĐ}(T_{BĐ} + T_U)p^2 + (T_{CTĐ} + T_{BDTĐ}) + 1 = 0 \quad (5.43)$$

Ví dụ: Tính quá độ của hệ thống với phản hồi âm tốc độ hình 5.6, khi biết:

$T_{BĐ} = 0{,}073s$, $T_U = 0{,}043s$, $T_C = 0{,}045s$, $I_{Udm} = 136A$, $K_{BĐ} = 50$, $K_U = 0{,}329rad/(v.s)$, $K_\omega = 0{,}0608Vs/rad$. $R_{BĐ} = 0{,}065\ \Omega$, $R_U = 0{,}166\ \Omega$, điện áp vào thay đổi trong khoảng $\Delta U_V = 4{,}55V$.

Giải:

Tính các hằng số thời gian tương đương của hệ

$$T_{BĐTĐ} = \frac{T_{BĐ}}{(1+k_C.k_{BĐ}.k_{ĐC})} = \frac{0{,}073}{1+0{,}0608.50.0.329} = 0{,}0365s$$

$$T_{CTĐ} = \frac{T_C}{(1+k_C.k_{BĐ}.k_{ĐC})} = \frac{0{,}045}{1+0{,}0608.50.0.329} = 0{,}0225s$$

Phương trình đặc trưng của hệ sau khi thay các hệ số vào:

$0{,}0225.0{,}073.0{,}043p^3 + 0{,}0225.(0{,}073 + 0{,}043)p^2 + (0{,}0225 + 0.0365)p + 1 = 0$

Hay viết dưới dạng thường gặp:

$$p^3 + 37p^2 + 836p + 14155 = 0 \quad (5.44)$$

Nghiệm của phương trình đặc trưng:

$$p_1 = -25{,}8;\ p_{2,3} = \alpha \pm j\Omega = 5{,}6 \pm j.22{,}5$$

Giải phương trình vi phân bậc ba (5.44), có dạng:

$$\Delta\omega(t) = A_0 + A_1e^{p1t} + (A_2\cos\Omega t + A_3\sin\Omega t)e^{-\alpha t} \quad (5.45)$$

Hệ số A_0 được xác định từ điều kiện thời gian tích phân vô cùng lớn ($t \to \infty$) bằng cách cho p = 0, ta có tốc độ xác lập mới với:

$$\Delta\omega_{XL} = K_{BĐTĐ}K_{ĐC}\Delta U_V$$

mà $K_{BĐTĐ} = \dfrac{K_{BĐ}}{(1+K_C.K_{BĐ}.K_{ĐC})} = \dfrac{50}{1+0,0608.50.0,329} = 25$

Khi đó:

$\Delta\omega_{XL} = A_0 = 25.0,329.4,55 = 37,4$ rad/s

Các hệ số A_1, A_2, A_3 được xác định từ sơ kiện : $\Delta\omega(0) = 0$; $p\Delta\omega(0) = 0$; $p^2\Delta\omega(0) = 0$

Ở biểu thức (5.45) cho t = 0, đạo hàm bậc nhất và bậc hai biểu thức (5.45) với thời gian t = 0 ta có hệ phương trình:

$$\Delta\omega(0) = A_0 + A_1 + A_2 = 0 \quad (5.46)$$

$$p\Delta\omega(0) = p_1A_1 - \alpha A_2 + \Omega A_3 = 0 \quad (5.47)$$

$$p^2\Delta\omega(0) = p^2A_0 + (\alpha^2 - \Omega^2)A_2 - 2\alpha\Omega A_3 = 0 \quad (5.48)$$

Giải hệ ba phương trình (5.46) ÷ (5.48) có kết quả:

$$A_1 = -22,2;\ A_2 = -15,1;\ A_3 = -28,8$$

Kết quả, biểu thức biến thiên tốc độ (5.45) được viết:

$$\Delta\omega(t) = 37,4 - 22,2e^{-25,8t} - (15,1\cos 22,7t + 28,8\sin 22,7t)e^{-5,6t} \quad (5.49)$$

Biến thiên dòng điện được xác định từ biểu thức tốc độ (5.49), từ phương trình chuyển động của TĐĐ, với giả thiết $M_C = 0$.

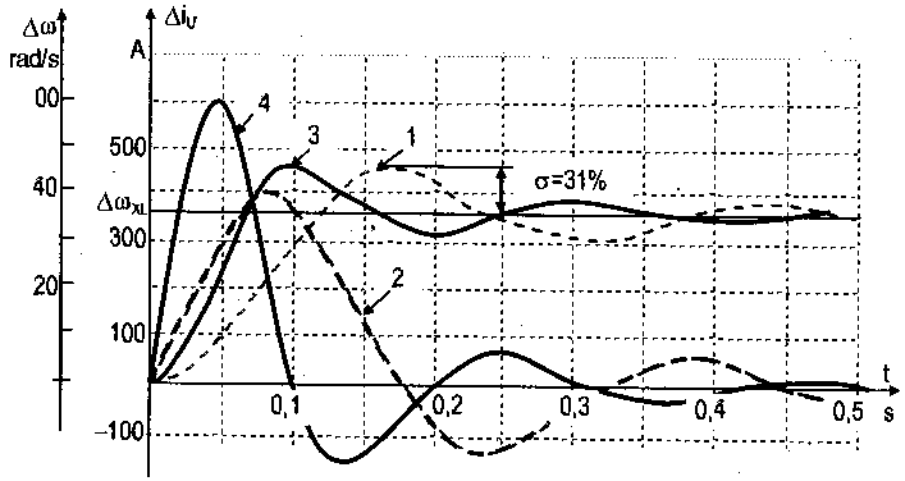
$$\Delta i(t) = \frac{T_C}{k_{ĐC}.R_U}\frac{d\Delta\omega(t)}{dt} \quad (5.50)$$

Sau khi đạo hàm (5.49), thay các giá trị vào ta có kết quả;

$$\Delta i_U(t) = 472e^{-25,8t} - (472\cos 22,7t - 417\sin 22,7t)e^{-5,6t} \quad (5.51)$$

Đồ thị biến thiên tốc độ và dòng điện động cơ theo hai biểu thức (5.49) và (5.51) được vẽ trên hình 5.14. Hai đường cong nét đứt 1, 2 trên hình 5.14 là ví dụ cho hệ thống bộ biến đổi có quán tính. Để so sánh, trên hình vẽ này vẽ hai đường cong 3, 4 cho hệ thống với bộ biến đổi không quán tính. Các đường cong ở hình 5.14 đều có dạng dao động tắt dần. Lượng quá điều chỉnh tốc độ trong cả hai trường hợp bộ biến đổi bằng nhau ($\sigma = 31\%$).

Nếu như lượng quá điều chỉnh tốc độ không đổi, thì đỉnh dòng điện khác nhau nhiều, khi quán tính thay đổi. Khi bộ biến đổi không quán tính, đỉnh dòng điện đạt $4,6I_{dm}$, còn khi bộ biến đổi có quán tính biên độ dòng chỉ đạt $3,1I_{dm}$.



Hình 5.14. Biến thiên dòng điện và tốc độ động cơ

c) Đặc tính động của hệ thống phản hồi có ngắt

Đặc tính động điển hình trong các hệ thống điều khiển tốc độ động cơ là đặc tính khởi động động cơ trong hệ thống kín có ngắt. Hệ thống được lựa chọn để giới thiệu là hệ thống điều khiển động cơ với bộ biến đổi có quán tính. Sơ đồ khối của hệ thống được vẽ trên hình 5.15a.

Tín hiệu điều khiển đưa vào bộ cộng gồm có: tín hiệu đặt U_d, các tín hiệu phản hồi ΔU_1, ΔU_2. Bộ cộng này được thực hiện bằng KĐTT như trên hình 5.15b. Theo sơ đồ này, tín hiệu điều khiển có giá trị bằng:

$$u_{dk} = k_1.U_d + k_2.\Delta U_1 1.(\Delta U_1) + k_3.\Delta U_2 1.(\Delta U_2) \qquad (5.52)$$

Ngắt phản bồi điện áp được thực hiện bằng điện trở R_u, tín hiệu phản hồi điện áp αU_u được so sánh với với giá trị ngưỡng U_{n1}. Nếu tín hiệu phản hồi $\alpha U_u > U_{n1}$ đầu vào có phản hồi điện áp ΔU_1.

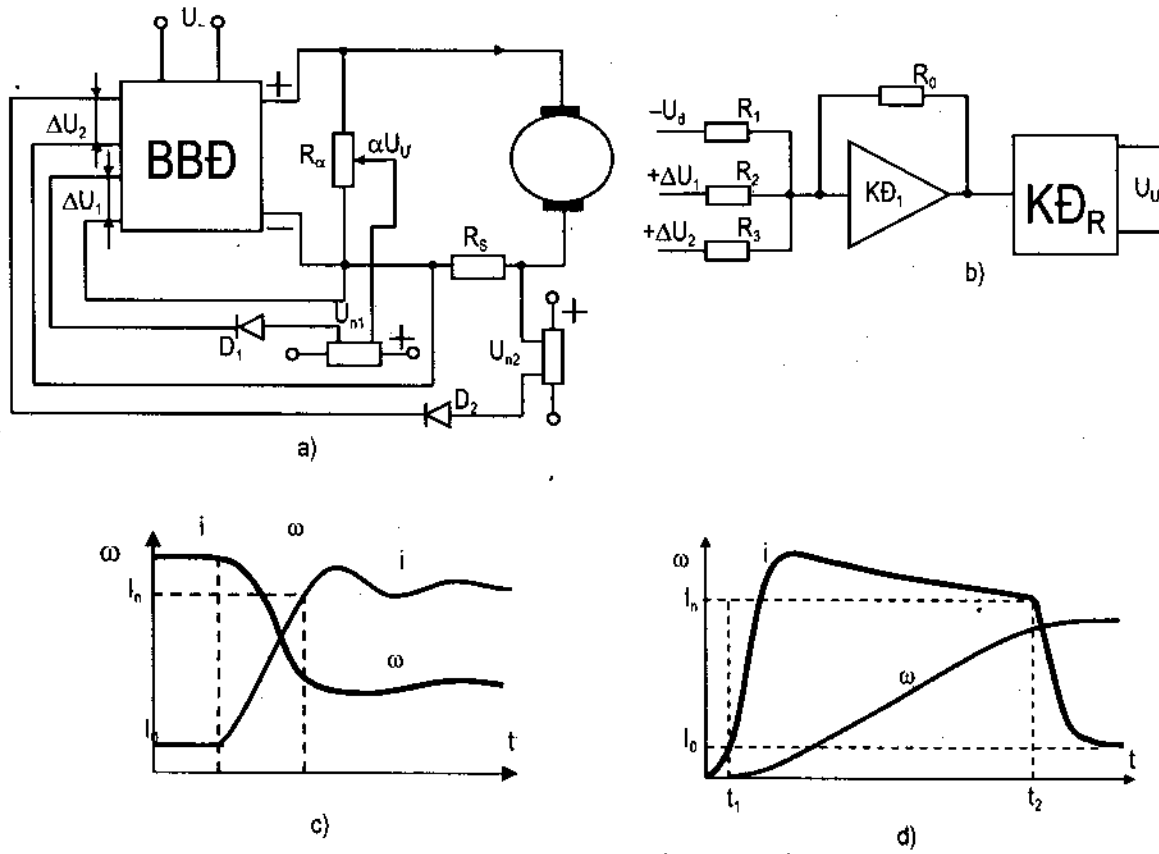
Nếu tải của động cơ tăng chậm, điện áp đưa tới động cơ được giữ gần với giá trị đặt nhờ phản hồi âm điện áp (tuy nhiên điện áp động cơ vẫn bị giảm đi một giá trị nào đó). Tải tăng, điện áp αU_u giảm tới giá trị U_{n1}, phản hồi âm điện áp ngừng tác động.

Tiếp tục tăng tải, dòng điện động cơ tăng, cho đến khi tín hiệu $\beta.i_U$ lớn hơn ngưỡng U_{n2} làm xuất hiện ΔU_2 (do thông số ΔU_2 được đặt trước), khi có tín biệu ΔU_2 tín hiệu đầu ra của bộ cộng và điện áp động cơ giảm mạnh, đặc tính của động cơ đi vào vùng ngắt dòng điện.

Xét một số trường hợp ví dụ:

Xét trường hợp thứ nhất, động cơ đang làm việc không tải M_{C0}, đóng tải M_C đột ngột cho động cơ. Do động cơ đang có điện áp cao $\alpha U_u > U_{n1}$ động cơ giảm tốc bình thường (như được giới thiệu trong các giáo trình truyền động điện). Khi điện áp động cơ tiếp tục giảm, bất đẳng thức trên đổi ngược chiều $\alpha U_u < U_{n1}$, phản hồi điện áp bị loại ra khỏi mạch, điện áp động cơ giảm nhanh hơn. Nếu tải động cơ tăng làm cho dòng điện động cơ tăng lớn hơn

giá trị dòng điện ngắt, do quán tính điện từ phần ứng động cơ và quán tính cơ (do mômen quán tính) mà dòng điện và tốc độ động cơ biến thiên như trên hình 5.15c.



Hình 5.15. Hệ thống phản hồi có ngắt

Xét trường hợp điển hình thứ hai : khởi động không tải động cơ. Khi đưa tín hiệu đặt (U_d) tới đầu vào, nếu coi quán tính của bộ biến đổi không đáng kể, điện áp đầu ra bộ biến đổi tăng cao đột ngột, nên phản hồi điện áp hoạt động, chưa phản hồi dòng điện ($\Delta U_1 \neq 0$, $\Delta U_2 = 0$). Dòng điện động cơ tăng làm mômen tăng, khi nào mômen vượt mômen không tải, tốc độ động cơ mới bắt đầu tăng (điểm t_1 hình 5.15d). Do dòng điện tăng, điện áp phần ứng U_U giảm, đến một giá trị ngưỡng ($\alpha U_U < U_n$) phản hồi điện áp bị loại ($\Delta U_1 = 0$). Dòng điện động cơ tiếp tục tăng lớn hơn dòng điện ngắt, phản hồi dòng điện được đưa vào ($\Delta U_1 = 0$, $\Delta U_2 \neq 0$). Đến giai đoạn cuối của quá trình khởi động, phản hồi dòng điện bị loại còn phản hồi điện áp được đưa vào ($\Delta U_1 \neq 0$, $\Delta U_2 = 0$). Đặc tính dòng điện và tốc độ biến thiên như trên hình 5.15d.

Mô tả toán học của quá trình động được viết như sau:

$$u_{dk} = k_1.u_d - k_2.\Delta u_1.1(\Delta u_1) + k_3.\Delta u_2.1(\Delta u_2) \quad (5.53)$$

$$\Delta u_1 = \alpha u_u - U_{ng1} \quad (5.54)$$

$$\Delta u_2 = \beta.i_U - U_{ng2} \quad (5.55)$$

$$E_{BĐ} = k_{BĐ}.u_{dk} \quad (5.56)$$

$$u_{dc} = e_{BĐ} - i.R_{BĐ} \quad (5.57)$$

$$u_{dc} = e_{dc} + i.R_U + L_u(di/dt) \quad (5.58)$$

$$e_{dc} = C_e.\omega \quad (5.59)$$

$$M - M_C = J(d\omega/dt) \quad (5.60)$$

$$M = C_M.i \quad (5.61)$$

Phương trình (5.53) viết cho KĐTT theo sơ đồ cộng 3 tín hiệu vào u_d, Δu_1, Δu_2 với các hệ số khuếch đại k_1, k_2, k_3. Trong phương trình này có các hàm $1(\Delta u_1)$, $1(\Delta u_2)$ là hàm nấc, hàm này bằng 0 khi các gia số Δu_1, Δu_2 bằng 0 và âm, bằng 1 khi chúng dương. Điều này có nghĩa các giá trị Δu_1, Δu_2 có hay không trong biểu thức này trong khi khảo sát quá độ.

Các biểu thức (5.54) và (5.55) tính toán các giá trị Δu_1, Δu_2 theo các thông số và các biến. Điện áp đầu ra của bộ biến đổi phụ thuộc điện áp điều khiển, gần đúng có thể được tính bằng biểu thức (5.56). Biểu thức (5.57) là phương trình cân bằng điện áp hệ thống bộ biến đổi động cơ. Các biểu thức còn lại được viết cho động cơ bao gồm phương trình cân bằng điện áp (5.58), sđđ ngược của động cơ (5.59), phương trình chuyển động (5.60) và biểu thức mômen theo dòng điện (5.61).

Xét trường hợp cụ thể, quá trình quá độ khi tải động cơ tăng đột ngột từ M_0 lên M_1. Ở giai đoạn đầu của quá trình quá độ, có phản hồi điện áp. Các đại lượng vật lý được viết dưới dạng:

$$u_{dk} = U_{dk0} + \Delta u_{dk} \quad (5.62)$$

$$\Delta u_1 = \Delta U_{10} + \Delta u'_1 \quad (5.63)$$

$$E_{BĐ} = E_{BĐ0} + \Delta e_{BĐ} \quad (5.64)$$

$$u_{dc} = U_{dc0} + \Delta u_{dc} \quad (5.65)$$

$$e_{dc} = E_{dc0} + \Delta e_{dc} \quad (5.66)$$

$$i = I_0 + \Delta i \quad (5.67)$$

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \quad (5.68)$$

$$M = M_0 + \Delta M \quad (5.69)$$

Thay các biểu thức (5.62) ÷ (5.69) vào các biểu thức (5.53) ÷ (5.61), sau khi biến đổi ta thu được:

$$T_{dt}\frac{d(\Delta i)}{dt} + \xi\Delta i = \frac{C_e}{R}\Delta\omega \quad (5.70)$$

$$T_C\frac{d(\Delta\omega)}{dt} = \frac{R}{C_e}\Delta i \quad (5.71)$$

Trong đó : $R = R_{BĐ} + R_u$; $\xi = \dfrac{1 + \dfrac{R_u}{R}\alpha k_{BĐ}k_2}{1 + \alpha k_{BĐ}k_2}$

Dưới dạng toán tử Laplace các phương trình (5.70), (5.71) có thể viết:

$$(T_{dt}p + \xi)\Delta I = \frac{C_e}{R}\Delta\omega \tag{5.72}$$

$$T_C p\Delta\omega = \frac{R}{C_e}\Delta I \tag{5.73}$$

Sau khi biến đổi, ta có phương trình đặc trưng quá độ tốc độ động cơ dưới dạng toán tử:

$$T_{dt}T_C p^2\Delta\omega + \xi T_C p\Delta\omega + \Delta\omega = 0 \tag{5.74}$$

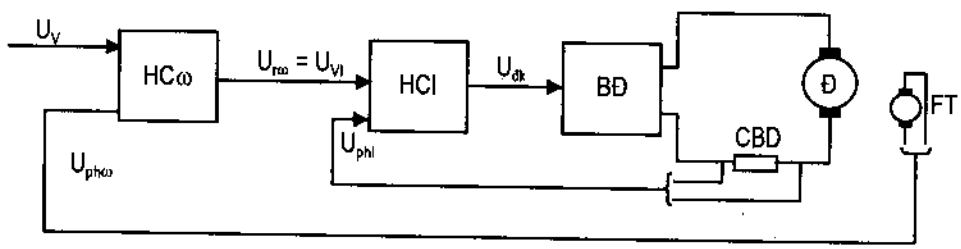
Phương trình đặc trưng (5.74) có dạng phương trình vi phân tuyến tính bậc 2. Đặc trưng của phương trình, các hằng số thời gian giảm do phản hồi âm điện áp. Hệ số $\xi < 1$, nhưng xấp xỉ 1 khi điện trở tương đương của bộ biến đổi hay $\alpha k_{BĐ}.k_2$ nhỏ.

Phương trình (5.74) phi tuyến khi bộ biến đổi phi tuyến. Các hệ số $k_{BĐ}$, k_2 và T_{dt} coi không đổi.

5.3.2. Đặc tính của hệ thống điều khiển phụ thuộc

a) Phương trình đặc tính tĩnh

Sơ đồ nguyên lý của hệ thống điều khiển phụ thuộc vẽ trên hình 5.16. Hệ thống có mạch vòng trong là điều khiển dòng điện, với bộ điều chỉnh dòng điện HCI là bộ điều chỉnh tỷ lệ tích phân (PI) có cảm biến dòng điện (CBD) được lấy từ điện trở shunt và vòng điều chỉnh ngoài là bộ điều chỉnh tốc độ (HCω) bằng bộ điều chỉnh tỷ lệ (P) với cảm biến tốc độ lấy từ máy phát tốc (FT).



Hình 5.16. Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển phụ thuộc

Bộ điều chỉnh dòng điện HCI có chứa phần tử tích phân, nên ở chế độ xác lập tín hiệu vào của mạch vòng điều chỉnh dòng điện bằng 0, nghĩa là phải đáp ứng điều kiện:

$$U_{dkI} = U_{r\omega} - U_{phI} = U_{r\omega} - k_I.I_U = 0 \tag{5.75}$$

$U_{r\omega}$ – tín hiệu ra của bộ hiệu chỉnh tốc độ làm tín hiệu vào của bộ hiệu chỉnh hiệu chỉnh dòng điện;

k_I – hệ số khuếch đại khâu phản hồi dòng điện.

Tín hiệu ra của khâu hiệu chỉnh tốc độ:

$$U_{r\omega} = U_{VI} = (U_V - U_{ph\omega}).k_{HC\omega} = (U_V - k_\omega.\omega).k_{HC\omega} \quad (5.76)$$

U_V – tín hiệu vào mạch vòng tốc độ;

k_ω – hệ số khuếch đại mạch phản hồi tốc độ;

$k_{HC\omega}$ – hệ số khuếch đại khâu hiệu chỉnh tốc độ.

Đầu ra của bộ hiệu chỉnh dòng điện cũng chính là đầu vào điều khiển bộ biến đổi bán dẫn có tín hiệu điều khiển U_{dk}. Tín hiệu U_{dk} này đáp ứng điều kiện làm việc của động cơ ở chế độ xác lập với tốc độ ω và dòng điện $I_U = I_C$.

Từ (5.75) và (5.76) ta có:

$$(U_V - k_\omega.\omega).k_{HC\omega} = k_I.I_U \quad (5.77)$$

Biến đổi (5.77), phương trình đặc tính cơ ở chế độ tĩnh của hệ thống được viết:

$$\omega = \frac{U_V}{k_\omega} - \frac{k_I I_U}{k_\omega k_{HC\omega}} = \omega_0 - \Delta\omega_K \quad (5.78)$$

$\omega_0 = \dfrac{U_V}{k_\omega}$ – tốc độ không tải lý tưởng của hệ kín;

$\Delta\omega_K = \dfrac{k_I I_U}{k_\omega k_{HC\omega}}$ – độ sụt tốc hệ kín.

Từ (5.78) thấy rằng, độ cứng đặc tính cơ tĩnh của hệ thống điều khiển phụ thuộc được quyết định bởi các kệ số: k_I, k_ω, $k_{HC\omega}$.

b) Đặc tính động

Sơ đồ cấu trúc của hệ thống điều khiển phụ thuộc được vẽ trên hình 5.17a. Động cơ được vẽ tách thành hai khâu với các hằng số thời gian T_u và T_C có phản hồi nội bên trong là sức điện động (sđđ) của động cơ. Bộ biến đổi được xem như một khâu quán tính với hằng số thời gian $T_{BĐ}$, hằng số thời gian này là do quán tính của các mạch điều khiển. Các khâu hiệu chỉnh của các mạch vòng dòng điện và tốc độ tương ứng có các hàm truyền $W_{HCI}(p)$ và $W_{HC\omega}(p)$.

* Tối ưu mạch vòng hiệu chỉnh dòng điện

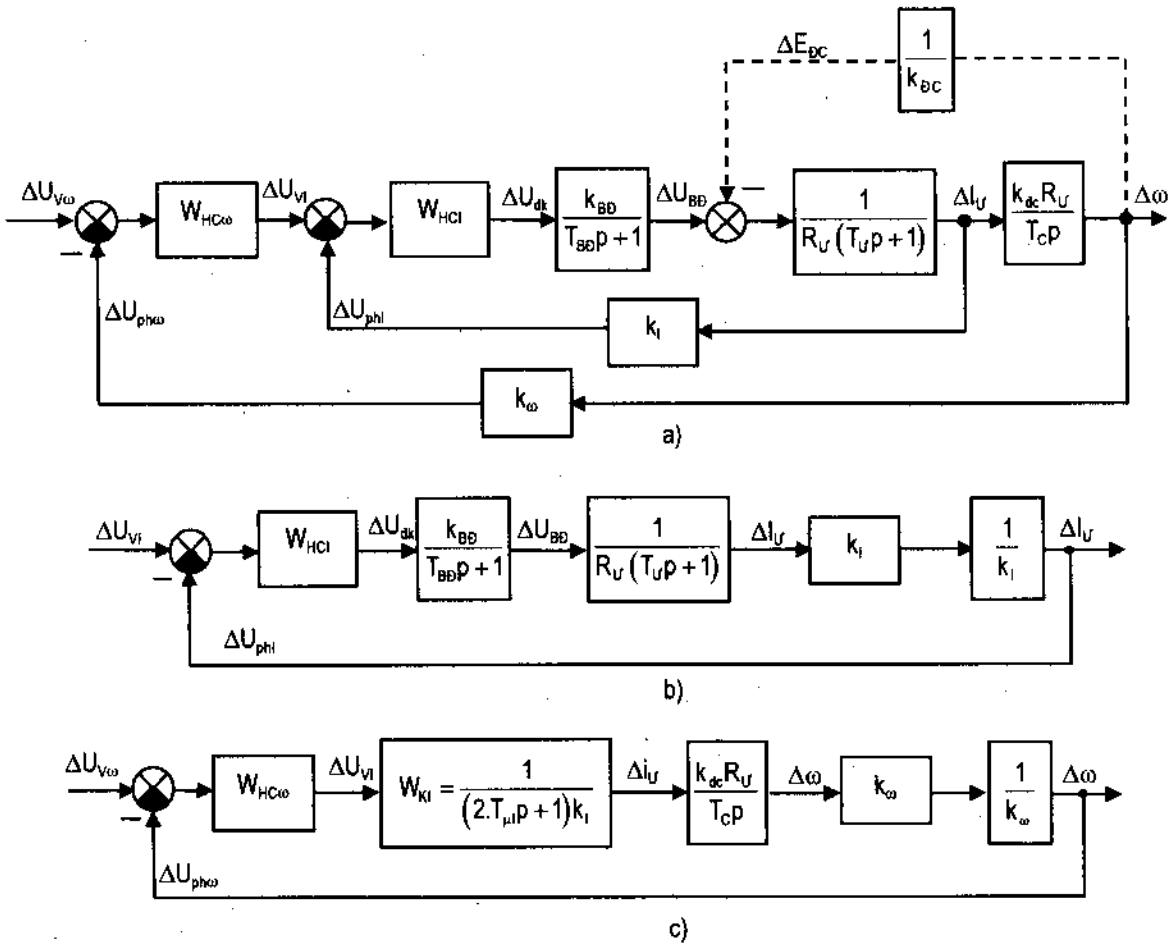
Nếu bỏ qua ảnh hưởng của phản hồi sđđ bên trong động cơ, sơ đồ khối của mạch vòng hiệu chỉnh dòng điện được vẽ như hình 5.17b.

Hàm truyền đối tượng của khâu hiệu chỉnh dòng điện được viết:

$$W_{ĐTHCI}(p) = \frac{k_I k_{BĐ}}{R_u(T_u p + 1)} \cdot \frac{1}{T_{BĐ} p + 1} = W_{ĐTBI}(p).W_{CBI}(p) \quad (5.79)$$

$W_{ĐTBI}(p)$ – hàm truyền phần đã bù của đối tượng mạch vòng dòng điện.

$W_{CBI}(p)$ – hàm truyền phần chưa bù của đối tượng.



Hình 5.17. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển phụ thuộc

Trong hệ thống điều chỉnh phụ thuộc, ở khâu hiệu chỉnh người ta bù những khâu quán tính có hằng số thời gian lớn trong hệ thống hở, thành khâu tích phân có hằng số tích phân nhỏ [8, 16]. Người ta cũng có thể hiệu chỉnh các thông số của khâu hiệu chỉnh để nó thành một mạch vòng không trễ. Điều này có thể hiểu rằng, đại lượng điều chỉnh ở đầu ra tức thời thay đổi khi đưa một xung tín hiệu (xung vuông) tới đầu vào. Tuy nhiên, nếu làm như vậy đòi hỏi một công suất vô cùng lớn ở đầu vào của khâu hiệu chỉnh. Vì vậy, trong các hệ thống thực tế là không tưởng. Mặt khác, mức độ bù tuyệt đối như vậy còn bị ảnh hưởng bởi các kích thích có tần số cao như đánh lửa cổ góp, đập mạch (nhấp nhô) dòng điện và điện áp của các bộ chỉnh lưu..., chúng được lọc bởi quán tính của các phần tử, mà khi bù những kích thích này làm cho hệ thống làm việc kém linh hoạt.

Bù những khâu quán tính có hằng số thời gian quá nhỏ thực tế là không làm được, do giới hạn của việc sử dụng các khâu hiệu chỉnh tác động nhanh. Ngoài ra, ảnh hưởng của những khâu này lên đặc tính động của hệ thống là không đáng kể. Từ những nguyên nhân trên mà khâu hiệu chỉnh của hệ thống nhiều mạch vòng chỉ bù những khâu có hằng số thời gian lớn và trung bình [15, 16].

Do đó, hằng số thời gian không bù là hằng số thời gian của bộ biến đổi $T_{BĐ}$, nghĩa là hằng số tích phân của mạch vòng dòng điện được xác định $T_{TPI} = a_I.T_{\mu HCI} = a_I.T_{BĐ}$ ($T_\mu = \Sigma T_i$ – tổng hằng số thời gian của các khâu có quán tính nhỏ không bù)

Trong quá độ cho phép dao động đại lượng điều chỉnh thường không quá 5%. Theo nguyên tắc tối ưu modul [8, 16] hệ số a (tỷ số giữa hằng số tích phân T_{TPI} và tổng hằng số thời gian quán tính T_μ) thường chọn a = 2. Hàm truyền của khâu hiệu chỉnh dòng điện có dạng tỷ lệ tích phân :

$$W_{HCI}(p) = \frac{1}{T_{TPI}p.W_{CBI}(p)}.\frac{R_U(T_U p+1)}{2T_{\mu HCI}.k_I.k_{BĐ}p} = \frac{T_U}{T_{TP}} + \frac{1}{T_{TP}.p} \tag{5.80}$$

Trong đó:

$T_{TP} = T_{TPI}.k_I.k_{BĐ}/R_U$ – hằng số tích phân của phần tử tích phân trong khâu hiệu chỉnh;

$\frac{T_U}{T_{TP}}$ – hệ số khuếch đại của phần tuyến tính khâu hiệu chỉnh.

Mạch vòng hiệu chỉnh tốc độ bây giờ có thể được vẽ như hình 5.17c, trong đó hàm truyền mạch vòng dòng điện đã tối ưu được viết:

$$W_{KI}(p) = \frac{1}{k_I(2.T_{\mu HCI}p+1)} \tag{5.81}$$

Hàm truyền đối tượng điều chỉnh mạch vòng tốc độ :

$$W'_{ĐT\omega}(p) = \frac{\frac{k_\omega k_{ĐC}.R_U}{k_I.T_C p}}{\frac{1}{(2T_{\mu I}p+1)}} = \frac{k_\omega k_{ĐC}.R_U}{k_I.T_C p}.(2T_{\mu I}p+1) \tag{5.82}$$

Ở mạch vòng tốc độ, các hằng số thời gian không bù $T_{\mu HC\omega} = T_{TP\omega} = a_I.T_{\mu HCI}$. Theo tiêu chuẩn tối ưu $T_{TP\omega} = a_\omega.T_{\mu HC\omega}$, hàm truyền khâu hiệu chỉnh tốc độ được viết dưới dạng:

$$W_{HC\omega}(p) = \frac{1}{T_{TP\omega}p.W_{CB\omega}(p)} = \frac{k_I}{k_\omega k_{ĐC}.R_U}.\frac{T_C}{a_\omega T_{TPI}} \tag{5.83}$$

Như vậy, khâu hiệu chỉnh tốc độ là khâu tỷ lệ. Khi hiệu chỉnh khâu này theo tiêu chuẩn tối ưu modul có $a_\omega = 2$; $a_\omega.T_{HC\omega} = 4.T_{HCI}$.

Sơ đồ nguyên lý các khâu hiệu chỉnh vẽ trên hình 5.18. Chỉnh định các thông số của các khâu hiệu chỉnh được lựa chọn theo các biểu thức (5.80) và (5.83).

Hệ số khuếch đại của các khâu phản hồi k_I, k_ω được đưa vào mạch tương ứng tín hiệu đặt, nó được hiệu chỉnh theo các điện trở và tụ điện trên mạch hình 5.18.

$$R_6.C = T_U \tag{5.84}$$

$$R_4.C = T_{HCI}\, T_{TPI}.k_{BĐ}.k_I'/R_U \tag{5.85}$$

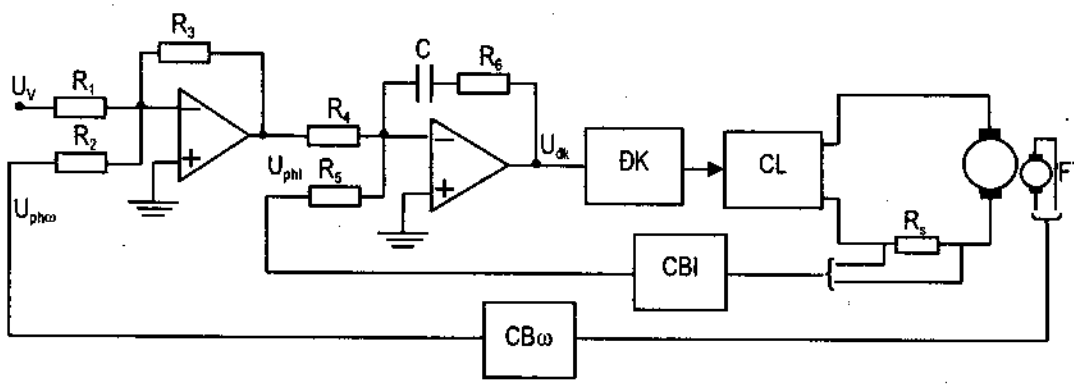
$$k_I' = k_I.R_4/R_5 = k_{CBI}.\, R_S.\, R_4/R_5 \tag{5.86}$$

$k_{CBI} = \dfrac{\Delta U_{phI}}{\Delta I_U . R_S}$ – hệ số khuếch đại của cảm biến dòng điện;

R_S – điện trở shunt để lấy tín hiệu phản hồi dòng điện.

Thông số cần tính cho mạch hiệu chỉnh;

$$R_6 = \frac{k_{BĐ}.k_{CB}.R_S.T_{TPI}}{R_U.C} \tag{5.87}$$



Hình 5.18. Sơ đồ nguyên lý các khâu hiệu chỉnh điều khiển phụ thuộc

Khi lựa chọn các thông số R_4, R_5, R_6, C cần cho trước một vài thông số trong chúng. Thường người ta lựa chọn C trước, (ví dụ chọn C = 1μF).

Thông số của mạch hiệu chỉnh tốc độ:

$$k_{HC\omega} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{k_I}{k'_\omega.k_{ĐC}R_U}.\frac{T_C}{a_\omega.T_{TP\omega}} \tag{5.88}$$

$$k'_\omega = k_\omega.\frac{R_3}{R_2} = k_{FT}.\frac{R_3}{R_2} \tag{5.89}$$

Trong đó : $k_{FT} = \dfrac{\Delta U_{ph\omega}}{\Delta\omega}$

Từ (5.88), (5.89) ta có:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{T_C}{a_\omega.T_{TP\omega}}.\frac{k_I}{k_{ĐC}k_{FT}R_U} \tag{5.90}$$

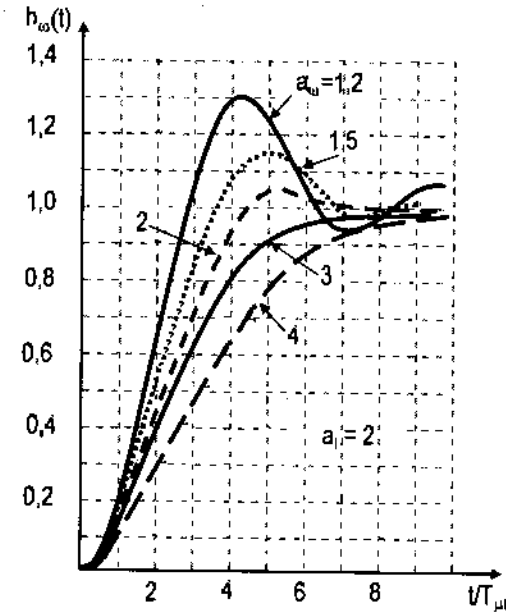
Tỷ lệ $\dfrac{R_3}{R_2}$ được xác định từ điều kiện đảm bảo sai số tốc độ ở chế độ tĩnh $\Delta\omega_{XL}$, khi tín hiệu đặt thay đổi một lượng ΔU_V

$$\Delta U_V = k_\omega'.\ \Delta\omega_{XL} = k_{FT}.\frac{R_3}{R_1}.\Delta\omega_{XL}.$$

Từ đó: $\dfrac{R_3}{R_1} = \dfrac{\Delta U_V}{k_{FT}.\Delta\omega_{XL}}$

Tối ưu hệ thống theo chỉ tiêu động khi các giá trị a_I, a_ω đã được chọn, lựa chọn chúng theo thông số của các bộ hiệu chỉnh. Hiệu chỉnh mạch vòng dòng điện theo tiêu chuẩn tối ưu modul $a_I = 2$, còn tùy thuộc hiệu chỉnh hệ số a_ω của mạch vòng tốc độ, lúc đó có thể có được những đặc tính tĩnh $\omega = f(I_u)$ khác nhau, bởi vì theo (5.88) $k_{HC\omega}$ tỷ lệ nghịch với a_ω.

Quá độ của hệ thống, khi tín hiệu vào dạng xung với các a_ω khác nhau được vẽ trên hình 5.19 (các giá trị a_ω của các đường cong được chỉ tương ứng trên hình vẽ). Từ các đường cong thấy rằng: hiệu chỉnh $a_\omega = 2$ có đường cong quá độ tối ưu hơn (quá điều chỉnh khoảng 5%).



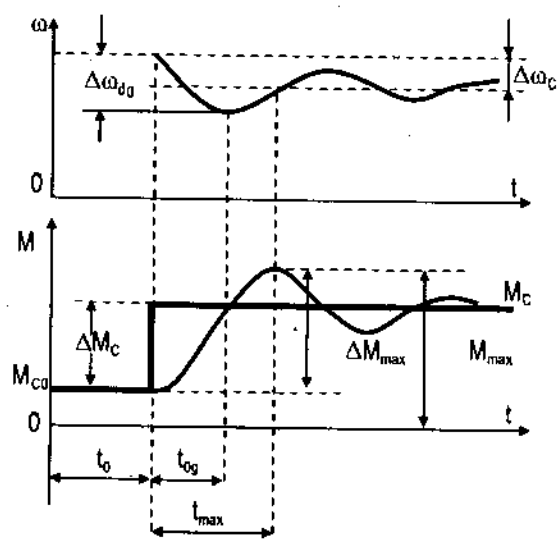
Hình 5.19. Quá độ của hệ thống hai mạch vòng

Các bộ chỉnh lưu có điều khiển hiện nay, phổ biến điều khiển bằng phương pháp pha xung. Hệ số khuếch đại của hộ biến đổi $k_{BD} = \frac{U_{BD}}{U_{DK}}$ là một hàm của U_{SD} và U_{DK}. Hiệu chỉnh bộ điều chỉnh, thường được hiệu chỉnh theo một k_{BD} hay theo một U_{BD}. Khi U_{nD} nhỏ hơn giá trị đặt, k_{BD} tăng, nghĩa là làm giảm hằng số tích phân của khâu hiệu chỉnh (T_{TPI}), hệ số $a = \frac{T_{TP}}{T_\mu}$ giảm, tương tự các đường cong hình 5.19 hệ thống điều chỉnh dễ bị dao động hơn. Do đó, đối với hệ thống có phạm vi điều chỉnh rộng, thông thường người ta tính toán, hiệu chỉnh theo tiêu chuẩn tối ưu modul trong trường hợp $U_{BO} = 0$. Khi làm việc, U_{BO} tăng hằng số tích phân của khâu hiệu chỉnh tự động tăng, hệ số a tự động giảm làm giảm khả năng dao động của hệ thống.

c) Đặc tính động khi thay đổi tải đột ngột

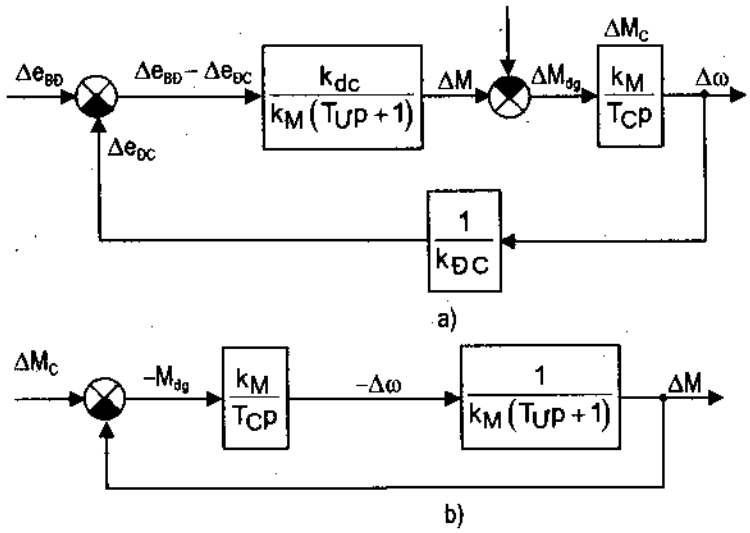
Đối với các máy sản xuất, hệ thống truyền động của chúng được thiết kế làm việc ổn định tốc độ ngay cả khi tải thay đổi đột ngột. Chất lượng của hệ thống điều khiển được đánh giá không chỉ theo các chỉ tiêu tĩnh mà cả chỉ tiêu động khi thay đổi tín hiệu điều khiển và thay đổi tải đột ngột.

Hình 5.20 giới thiệu một dạng đường cong quá độ thay đổi tốc độ điển hình khi tải thay đổi đột ngột $\Delta M_C = M_C - M_{C0}$ tại điểm t_0. Biên độ dao động tốc độ lớn nhất $\Delta\omega_{dg}$ (so với



Hình 5.20. Đặc tính động khi tải thay đổi đột ngột

tốc độ ban đầu) gọi là sụt tốc động, sai số tốc độ $\Delta\omega_C$ ở chế độ xác lập mới so với điểm xác lập cũ là sụt tốc tĩnh. Các giá trị $\Delta\omega_{dg}$, t_{dg}, ΔM_{max} (biên độ dao động mômen), t_{max} quyết định chất lượng động của hệ thống.



Hình 5.21. Sơ đồ cấu trúc động cơ hệ hở

** Hệ thống hở*

Sơ đồ cấu trúc động cơ [15, 16] được vẽ trên hình 5.21a. Trong trường hợp đang xét, đầu vào của sơ đồ cấu trúc là xung mômen ΔM_C, đầu ra của sơ đồ cấu trúc là thay đổi mômen ΔM. Mục đích khảo sát ở đây là đáp ứng mômen động cơ khi có sự thay đổi xung mômen tải, do đó điều kiện nghiên cứu là điện áp ra của bộ biến đổi không thay đổi ($\Delta e_{BĐ} = 0$), sơ đồ cấu trúc được vẽ lại dưới dạng hình 5.21b. Hàm truyền của động cơ bây giờ được viết:

$$W(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta M_C(p)} = \frac{1}{T_U T_C p^2 + T_C p + 1} \tag{5.91}$$

Phương trình vi phân của hàm truyền (5.91) có dạng:

$$(T_U T_C p^2 + T_C p + 1).\Delta M = \Delta M_C \tag{5.92}$$

Nếu viết thông qua đại lượng tương đối: $\Delta\mu = \Delta M/\Delta M_C$ – đại lượng tương đối của thay đổi mômen; $\Delta v = \Delta\omega/\Delta\omega_T$ – đại lượng tương đối biến thiên tốc độ, trong đó:

$\Delta\omega_T = \Delta M_C.k_M$ – độ sụt tốc tĩnh trong hệ thống hở;

$k_M = \dfrac{R_U}{k\Phi_{XL}^2} = R_U k_{dc}^2 = \dfrac{\Delta\omega_C}{\Delta M_{CO}}$ – hệ số truyền đạt của động cơ theo mômen.

Phương trình (5.91a) có thể được viết lại dưới dạng:

$$(T_U T_C p^2 + T_C p + 1).\Delta\mu = 1 \tag{5.93}$$

$$(p^2 + 2\xi\Omega_0 p + \Omega_0^2)\,\Delta\mu = \Omega_0^2 \tag{5.94}$$

Trong đó: $\xi = 0{,}5\sqrt{\dfrac{T_C}{T_U}}$ – hệ số tắt dần;

$\Omega_0 = \sqrt{\dfrac{1}{T_U T_C}}$ – tần số dao động.

Giải phương trình (5.93) với các sơ kiện, tại thời điểm đầu xuất hiện xung mômen dòng điện và sđđ không đổi, nghĩa là $\Delta\mu_{t=0} = 0$ và $p.\Delta\mu = 0$, ta có nghiệm của phương trình:

Nếu $\xi > 1$ – quá độ tắt dần:

$$\Delta\mu = 1 + \frac{1}{2\sqrt{\xi^2 - 1}}\left[\frac{e^{-2\xi\left(\xi+\sqrt{\xi^2-1}\right)\tau}}{\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}} - \frac{e^{-2\xi\left(\xi-\sqrt{\xi^2-1}\right)\tau}}{\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}}\right] \tag{5.95}$$

Nếu $\xi < 1$ – quá độ dao động:

$$\Delta\mu = 1 - \left(\frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)e^{-2\xi^2\tau}\sin\left[2\xi\sqrt{1-\xi^2}\tau + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right] \tag{5.96}$$

Trong đó : $\tau = t/T_C$ – thời gian tương đối

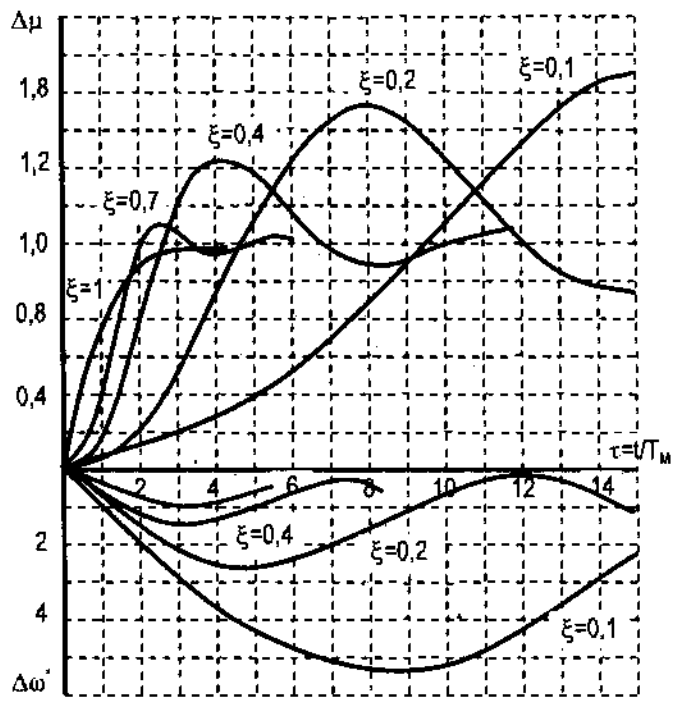
Đường cong biến thiên độ *tốc độ tương đối* $\Delta\omega^*$ có được từ phương trình chuyển động truyền động điện, kết quả có được từ biểu thức tícb phân sau:

$$\Delta\omega^* = \int_0^{\tau}(\Delta\mu - 1)d\tau \tag{5.97}$$

Trên hình 5.22 vẽ các đường cong quá độ mômen và tốc độ của động cơ khi mômen tải đạng xung đặt tới, tương ứng các hệ số tắt dần ξ khác nhau. Các đường cong được vẽ dưới đạng đơn vị tương đối. Từ các đường cong thấy rằng, khi thay tương ứng các giá trị ξ khác nhau đạng đường cong quá độ khác nhau. Từ đây cũng có thể xác định được biên độ dao động mômen và tốc độ.

** Hệ thống kín có phản hồi tốc độ và dòng điện với bộ biến đổi không quán tính*

Như đã hiết, muốn có độ cứng đặc tính cao người ta sử đụng phản hồi âm tốc độ. Phản hồi đương dòng điện cho đặc tính tĩnh có độ cứng cao, nhưng dễ mất ổn định động. Ngược lại, phản hồi âm dòng điện cho chất lượng ổn định động tốt hơn. Phối hợp phản hồi âm tốc độ và âm dòng điện (yếu) trong hệ thống điều khiển động cơ điện một chiều có được đặc tính tĩnh (5.78) với độ cứng cao và đặc tính quá độ có chất lượng tốt hơn.



Hình 5.22. Đường cong biến thiên mômen và tốc độ

Sơ đồ cấu trúc hệ thống này được vẽ trên hình 5.23. Như giả thiết trên, bộ biến đổi là khâu không quán tính nên hàm truyền của nó là $k_{BĐ}$. Hệ số khuếch đại theo đường phản hồi tốc độ $k_\omega = \Delta U_{ph\omega}/\Delta\omega$, hệ số phản hồi theo mạch phản hồi dòng điện: $k_i = \Delta U_{phi}/\Delta i_U$. Mạch được vẽ theo mômen động cơ, nên hệ số phản hồi theo thông số này: $k_i k_{dc} = \Delta U_{phi}/\Delta M$.

Với mục đích tìm đáp ứng mômen theo mômen tải nên sau khi biến đổi sơ đồ hình 5.23a → hình 5.23b → hình 5.23c [15, 16], hàm truyền hệ thống được viết:

$$W(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta M_C(p)} = \frac{1}{\frac{T_U T_C}{1+K_\omega}p^2 + \frac{1+K_i}{1+K_\omega}T_C p + 1} \tag{5.98}$$

Trong đó: $K_\omega = k_\omega.k_{BĐ}.k_{dc}$, $K_i = k_i.k_{BĐ}.k^2_{dc}/k_C$.

Chuyển (5.97) sang đơn vị tương đối $\Delta\mu = \Delta M/\Delta M_C$ phương trình vi phân của hàm truyền (5.97) được viết:

$$(T_{UTĐ}T_{CTĐ}p^2 + T_{CTĐ}p + 1)\,\Delta\mu = 1 \tag{5.99}$$

Trong đó: $T_{UTĐ}$,$T_{CTĐ}$ – hằng số thời gian điện từ mạch phần ứng và cơ tương đương.

Phương trình (5.98) đồng dạng phương trình (5.92) khi thay các hằng số thời gian: $T_{UTĐ}$ thành T_U và $T_{CTĐ}$ thành T_C. Do đó biến thiên mômen khi quá độ cũng giống như ở hệ thống hở.

Các hằng số thời gian tương đương được xác định:

$$T_{CTO} = T_C(1 + K_i)/(1 + K_\omega)$$

$$T_{UTO} = T_U/(1 + K_i)$$

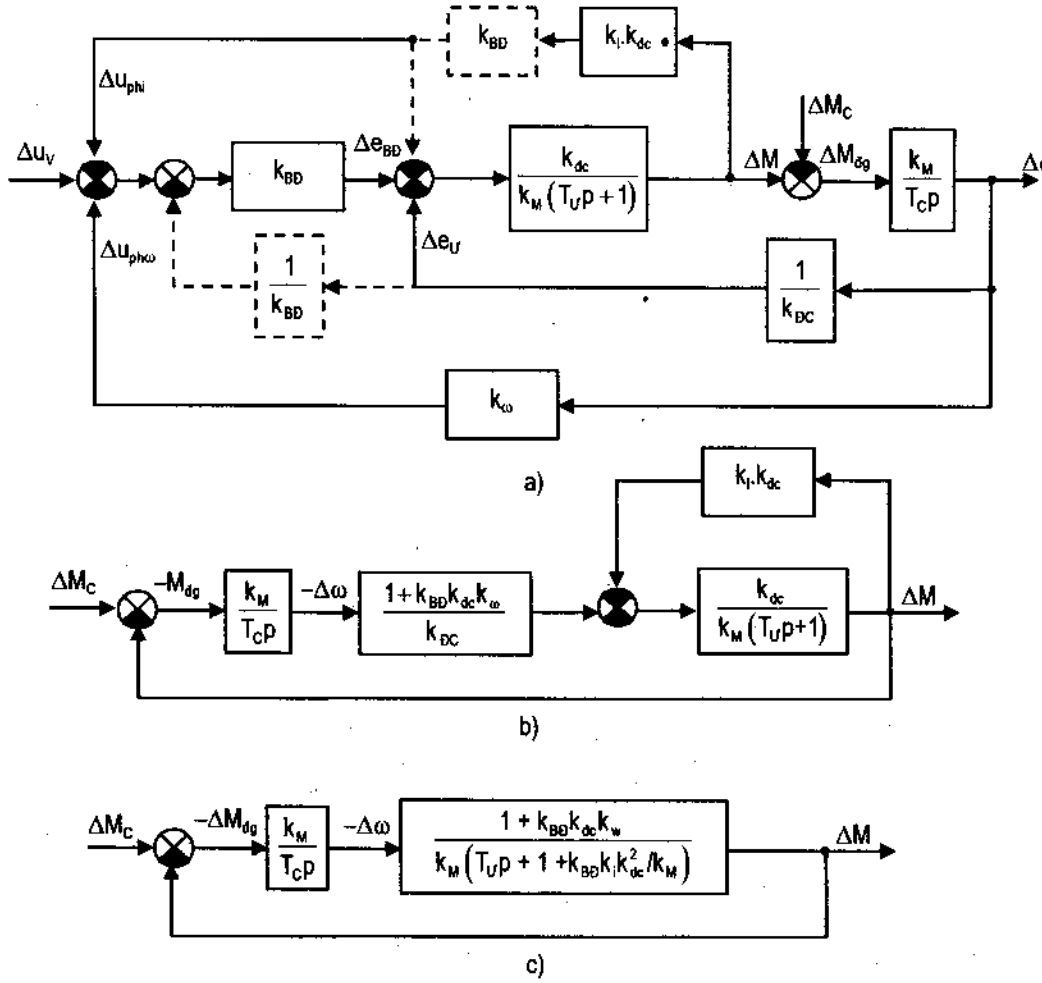
Sụt tốc tĩnh của hệ thống kín $\Delta\omega_K$, khi có hai phản hồi như giả thiết trên :

$$\Delta\omega_K = \Delta\omega_H\,(1 + K_i)/(1 + K_\omega) = \Delta M_C.k_C\,(1 + K_i)/(1 + K_\omega) \tag{5.100}$$

Chất lượng ổn định tĩnh thường được đánh giá bằng hệ số

$$v = \Delta\omega_H/\Delta\omega_K = (1 + K_\omega)/(1 + K_i)$$

Như vậy, biến thiên mômen (dòng điện) và tốc độ của hệ thống có phản hồi với bộ biến đổi không quán tính cũng có dạng giống như không tải. Các đường cong biến thiên mômen và tốc độ của hệ thống kín cũng có dạng như trên hình 5.22, chúng cũng được xác định bởi các hệ số $\xi_{TĐ}$ và $\Omega_{0TĐ}$. Tuy nhiên, các hệ số này phụ thuộc T_{UTO} và $T_{CTĐ}$. Trong hệ kín, các hệ số $\xi_{TĐ}$ và $\Omega_{0TĐ}$ không chỉ phụ thuộc T_U và T_C mà còn phụ thuộc các hệ số phản hồi K_ω, K_i. Vì vậy các hằng số thời gian tương đương $T_{UTĐ}$ và $T_{CTĐ}$ thay đổi trong phạm vi rộng hơn, nhờ sự thay đổi các hệ số phản hồi k_ω và k_i. *Tăng* hệ số k_i làm *giảm* hằng số thời gian tương đương mạch phần ứng $T_{UTĐ}$ và *tăng* hằng số thời gian cơ tương đương $T_{CTĐ}$, còn khi *tăng* hệ số k_ω làm *giảm* hằng số thời gian cơ tương đương $T_{CTĐ}$ còn hằng số thời gian phần ứng tương đương $T_{UTĐ}$ *không đổi*.



Hình 5.23. Sơ đồ cấu trúc động cơ hệ kín

** Hệ thống với bộ biến đổi có quán tính*

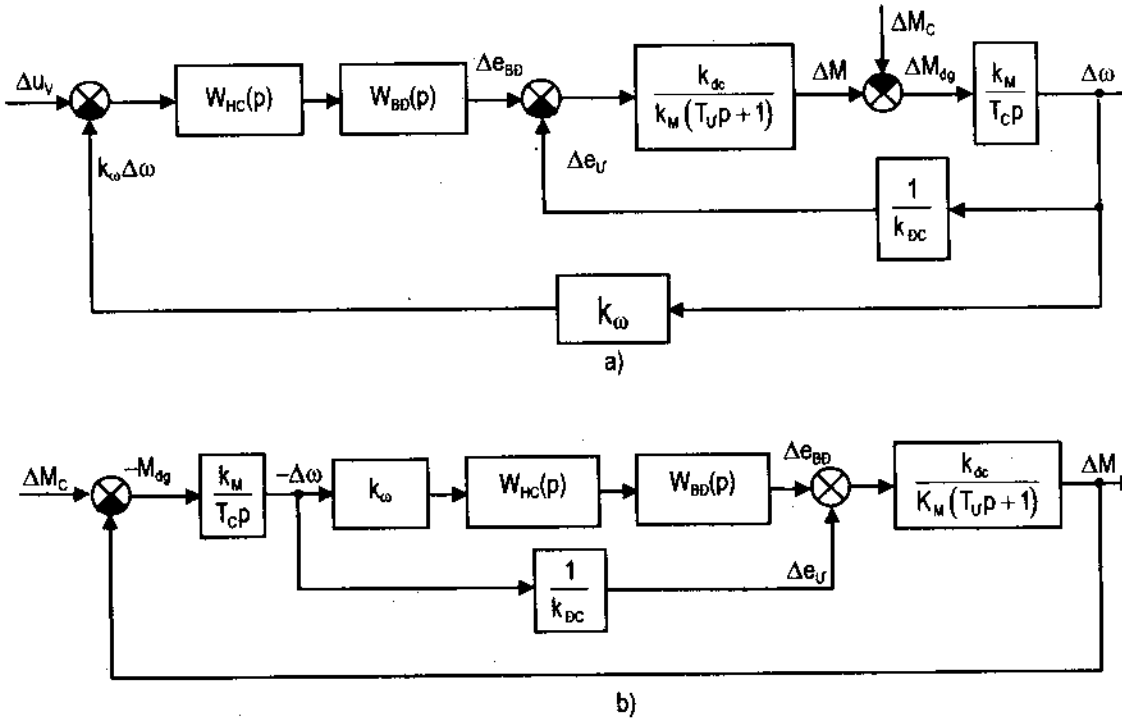
Nếu quán tính của bộ biến đổi $T_{BĐ}$ nhỏ (không đáng kể) so với các quán tính của phần ứng T_U và quán tính cơ T_C, có thể bỏ qua ảnh hưởng này, khi đó những kết luận về biến thiên mômen và tốc độ ở trên đúng cho trường hợp này.

Nhìn chung, các bộ biến đổi có thể có một số khâu quán tính, chẳng hạn quán tính ở mạch động lực (do mạch động lực có thành phần L, C), quán tính ở mạch điều khiển (thường do các mạch R, C), do đó thường đòi hỏi các khâu hiệu chỉnh.

Xét sơ đồ cấu trúc hình 5.24a. Trong sơ đồ cấu trúc này, bộ biến đổi và khâu hiệu chỉnh có hàm truyền $W_{BĐ}(p)$, $W_{HC}(p)$. Sau khi biến đổi sơ đồ hình 5.24a ta có sơ đồ hình 5.24b. Hàm truyền hệ thống bù hở hệ thống hình 5.24b (khi hở mạch phản hồi) có dạng:

$$W_{HCH}(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta M_C(p)} = \frac{k_C}{T_C p}\left(k_\omega W_{BĐ}(p) W_{HC}(p) + \frac{1}{k_{dc}}\right) \cdot \frac{k_{dc}}{k_M(T_U p + 1)}$$
$$= \frac{1}{T_C p(T_U p + 1)}\left(K.W_{BĐ1}(p) W_{HC}(p) + 1\right) \qquad (5.101)$$

Trong đó: $W_{BĐ1}(p) = W_{BĐ}(p)/k_{BĐ}$; $K = k_{BĐ}.k_{dc}.k_\omega$.



Hình 5.24. Sơ đồ cấu trúc động cơ hệ kín có hiệu chỉnh

Hàm truyền động cơ (đối tượng điều chỉnh) được viết:

$$W_{ĐT}(p) = 1/[T_C p(T_U p + 1)] \tag{5.102}$$

Biểu thức (5.100) được viết lại :

$$W_{HCH}(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta M_C(p)} = W_{ĐT}(p).\left[1 + KW_{BĐ1}(p)W_{HC}(p)\right] \tag{5.103}$$

Nếu gần đúng coi $K.W_{BĐ1}(p).W_{HC}(p) > 1$ thì có thể viết:

$$W_{HCH}(p) = W_{ĐT}(p).K.W_{BĐ1}(p).W_{HC}(p) \tag{5.104}$$

Tổng hợp khâu hiệu chỉnh có thể làm bằng nhiều cách. Cách đơn giản nhất là dùng đặc tính tần [8, 16]. Trình tự thiết lập hàm truyền khâu hiệu chỉnh nối tiếp theo đặc tính tần được giới thiệu chi tiết trong các tài liệu về tự động điều khiển [15, 16].

5.4. LỰA CHỌN HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ ĐIỆN MỘT CHIỀU

Các thông số điều chỉnh của hệ thống truyền động điện thường gặp là tốc độ quay, điện áp, dòng điện, mômen và công suất động cơ một và xoay chiều.

Ổn định hệ thống có thể là ổn định tĩnh hay ổn định động. Thường gặp trong thực tế là ổn định tĩnh tốc độ quay của động cơ điện một chiều khi có sự thay đổi của tải..Ở những hệ thống này, hiện nay động cơ thường được cấp điện từ các bộ chỉnh lưu.

Ổn định tốc độ động cơ điện xoay chiều được dùng là các bộ điều áp xoay chiều và biến tần.

Đặc tính cơ bản của các bộ biến đổi là đặc tính không tải, đây là quan hệ giữa điện áp của bộ biến đổi với điện áp điều khiển $U_{BĐ} = f(U_{dk})$. Các đặc tính của các bộ biến đổi thực tế thường phi tuyến.

Độ ổn định tốc độ ở mức độ cao chỉ có thể thực hiện được bằng hệ thống kín, với một trong các phản hồi âm tốc độ, âm điện áp, dương dòng điện động cơ. Cũng có thể sử dụng đồng thời phản hồi tốc độ và dòng điện hay phản hồi điện áp và dòng điện. Sơ đồ các loại phản hồi được giới thiệu trên bảng 5.1

Những hệ thống phản hồi được dùng nhiều hơn cả trong thực tế là các sơ đồ 1, 2, 4, 5, 6, và trong bảng 5.1

Phân tích các đặc tính tĩnh của hệ thống BBĐ – ĐC với các loại phản hồi khác nhau xuất phát từ các phương trình trong bảng 5.1 với các ký hiệu:

ω, ω_{dm}, ω_0, ω_{ng} (rad/s) – tốc độ tức thời, định mức, không tải, ngắt theo đường đặc tính cơ của động cơ.

$\Delta\omega_{Tn} = I_{dm}R_U K_{dc}$, $\Delta\omega_H = I_{dm}R K_{dc}$, $\Delta\omega_D$ (rad/s) – độ sụt tốc độ của động cơ khi tải định mức : trên đường đặc tính tự nhiên, đường đặc tính của hệ thống BBĐ–ĐC hở, tốc độ đặt.

U, U_{dm}, U_{ng} (V) – điện áp động cơ : tức thời, định mức, trị số ngắt.

ΔU – sụt áp trong hệ thống BBĐ – ĐC.

$U_Đ$, U_{dk}, U_{ph}, U_{FT} (V) – trị số điện áp : đặt, điều khiển, phản hồi, máy phát tốc.

I, I_{ng} (A) – dòng điện tức thời và dòng điện ngắt của động cơ.

$R = R_{BBĐ} + R_U + R_S$ (Ω) – tổng điện trở mạch phần ứng động cơ bao gồm điện trở : bộ biến đổi, phần ứng động cơ và điện trở shunt.

$k_{BĐ} = U_{BĐ}/U_{dk}$ – hệ số khuếch đại của bộ biến đổi.

$k_{dc} = \dfrac{\omega}{E_{dc}} = \dfrac{\omega_{dm}}{U_{dm} - I_{dm}.R_u}$ – hệ số truyền đạt của động cơ.

$E_{BĐ}$, E_{dc} – sức điện động của bộ biến đổi và của động cơ.

$$\gamma = \frac{U_{FT}}{\omega};\left[\frac{V}{rad/s}\right];\alpha = \frac{U_{ng}}{U_{dc}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2};\beta = \frac{U_{ng}}{I.R} = \frac{R_S}{R} \qquad (5.105)$$

Các hệ số phản hồi cứng của mạch phản hồi.

$k_W = W_{ng}/W_Đ$, $k_R = R_{ng}/R_Đ$ – hệ số biến đổi điện áp của cuộn dây phản hồi

$D = \omega_{max}/\omega_{min}$ – phạm vi điều chỉnh tốc độ tương ứng tải M_C nào đó.

Theo yêu cầu của đặc tính tĩnh, cần chọn hệ số khuếch đại của bộ biến đổi và các hệ số phản hồi, đáp ứng yêu cầu độ cứng đặc tính của hệ thống. Yêu cầu đó là độ sụt tốc độ cho trước ($\Delta\omega_D$) (hoặc dưới dạng đơn vị tương đối (δ_D) theo tốc độ không tải lý tưởng của đường đặc tính yêu cầu tùy thuộc phạm vi điều chỉnh tốc độ) khi thay đổi tải động cơ trong phạm vi cho trước [từ 0 hay $I_{min} \approx (0,1 \div 0,2)I_{dm}$ tới I_{dm}].

Hệ số khuếch đại cần có của hộ biến đổi k_{BD} được xác định từ phương trình đặc tính cơ, nó phụ thuộc dòng điện tải theo các phương trình ghi trong bảng 5.1. Chọn trước các hệ số phản hồi.

Nếu như hệ số khuếch đại cần thiết của hộ biến đổi lớn hơn hệ số khuếch đại của bộ biến đổi k_{BD} thì ở đầu vào của hộ biến đổi cần đưa thêm một khuếch đại trung gian, hệ số khuếch đại của khuếch đại trung gian này phải thỏa mãn điều kiện:

$$k_{TG} > k_{BDYC}/k_{BD}$$

Việc tăng quá lớn hệ số khuếch dại của khuếch đại trung gian KTG có thể làm xuất hiện pbản hồi đương cho bộ biến đổi. Theo đặc tính phi tuyến của khuếch đại và bộ biến đổi người ta xây dựng đặc tính phi tuyến của bộ biến đổi cùng với khuếch đại trung gian $E_{BD} = f(U_{dkKĐ})$.

Khi thiết kế bộ biến đổi đã được biết trước, có được hệ số khuếch đại của bộ biến đổi k_{BD}, từ biểu thức K_{BDYC} trong bảng 5.1 tìm được hệ số khuếch đại cần thiết của khâu phản hồi. Cũng từ các biểu thức trong bảng 5.1 có được những điều kiện cần thiết khi đưa phản hồi là:

– phản hồi tốc dộ và dòng điện : $\Delta\omega_K < \Delta\omega_H$

– phản hồi điện áp : $\Delta\omega_{TN} < \Delta\omega_K < \Delta\omega_H$

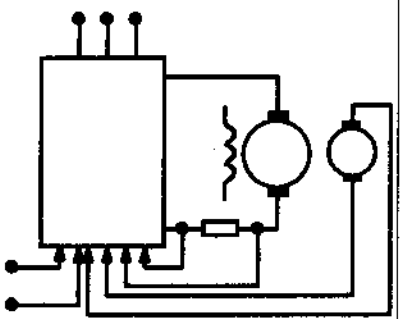
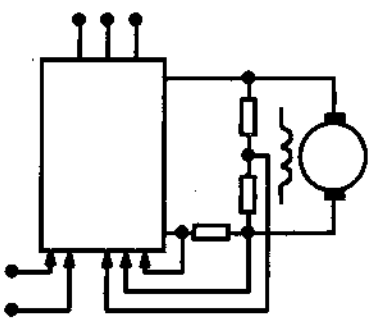
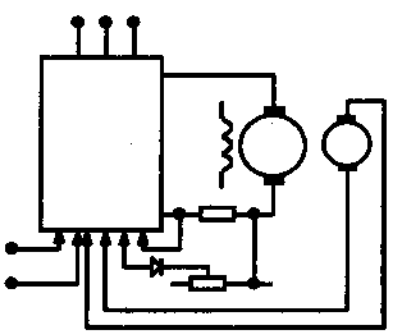
Việc tính toán các hệ số khuếch đại tối thiểu của bộ biến đổi và khâu phản hồi được thực hiện theo đường đặc tính cơ thấp nhất (ở tốc dộ nhỏ nhất), vì lúc đó độ sụt tốc tuyệt đối so với độ sụt tốc cho trước (thoo tỷ số phần trăm) có giá trị nhỏ nhất. Khi lựa chọn bộ biến đổi và các khâu phản hồi những hệ số thực của chúng được nhận bằng hay lớn hơn những giá trị cần có của chúng.

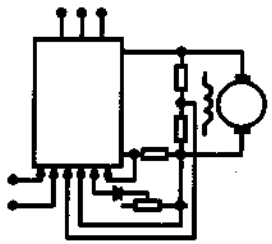
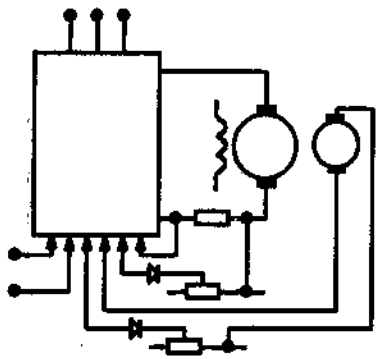
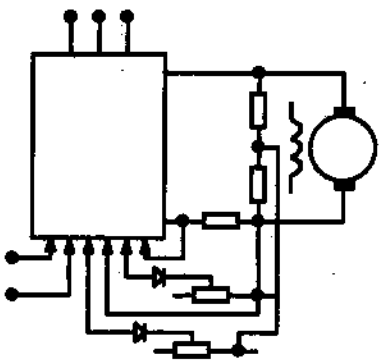
Tính toán đặc tính cơ tĩnh với hộ biến đổi có khuếch đại trung gian, mà khuếch đại trung gian là một khâu phi tuyến cần được tuyến tính hóa từng đoạn để tính.

Điện áp đặt được xác dịnh từ các phương trình trong bảng 5.1 thông qua tốc độ không tải lý tưởng ω_0. Nếu ω_0 chưa được biết trước, hay không xác định được từ phương trình đặc tính cơ (ví dụ đo chế độ dòng điện gián đoạn của hệ thống chỉnh lưu động cơ), thì lúc đó điện áp đặt có thể được xác định từ phương trình đặc tính cơ với tải định mức hay từ phương trình điện áp điều khiển.

Bảng 5.1. Phương trình đặc tính và các hệ số của hệ thống điều khiển động cơ điện một chiều có phản hồi

TT	Sơ đồ	Sơ đồ nguyên lý	Phương trình đặc tính cơ, điện áp đặt, các hệ số
1	Có phản hồi tốc độ		$\omega = \frac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}}{1+\gamma.K_{BD}.K_{dc}}$ $U_d = \frac{\omega_0}{K_{BD}.K_{dc}}(1+\gamma.K_{BD}.K_{dc}) + \frac{\Delta U}{K_{BD}}$ $K_{BDYC} = \frac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\gamma.K_{dc}\Delta U_K}$
2	Có phản hồi âm điện áp		$\omega = \frac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left(1+\alpha\frac{R_v}{R}K_{BD}\right)}{1+\alpha.K_{BD}}$ $U_d = \frac{\omega_0}{K_{BD}.K_{dc}}(1+\alpha.K_{BD}) + \frac{\Delta U}{K_{BD}}$ $K_{BDYC} = \frac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\alpha(\Delta U_K - \Delta U_{TN})}$
3	Có phản hồi dương dòng điện		$\omega = (U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left(1+\beta\frac{K_W}{K_R}K_{BD}\right)$ $U_d = \frac{\omega_0}{K_{BD}.K_{dc}} + \frac{\Delta U}{K_{BD}}$ $K_{BDYC} = \frac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\beta\frac{K_W}{K_R}\Delta U_H}$

TT	Sơ đồ	Sơ đồ nguyên lý	Phương trình đặc tính cơ, điện áp đặt, các hệ số
4	Có phản hồi âm tốc độ và dương dòng điện		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left(1+\alpha\dfrac{K_W}{K_R}.K_{BD}\right)}{1+\gamma.K_{BD}}$ $U_d = \dfrac{\omega_0}{K_{BD}.K_{dc}}\left(1+\gamma\dfrac{K_W}{K_R}\right)+\dfrac{\Delta U}{K_{BD}}$ $K_{BDYC} = \dfrac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\gamma.K_{dc}.\Delta\omega_K + \beta\dfrac{K_W}{K_R}\Delta U_H}$
5	Có phản hồi âm điện áp và dương dòng điện		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left[1+\left(\alpha\dfrac{R_U}{R} - \beta.\dfrac{K_W}{K_R}\right)K_{BD}\right]}{1+\alpha.K_{BD}}$ $U_d = \dfrac{\omega_0}{K_{BD}.K_{dc}}(1+\alpha K_{BD})+\dfrac{\Delta U}{K_{BD}}$ $K_{BDYC} = \dfrac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\gamma.(\Delta\omega_K - \Delta\omega_{TN}) + \beta\dfrac{K_W}{K_R}\Delta U_H}$
6	Có phản hồi âm tốc độ và âm dòng điện có ngắt		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left\{1+\alpha\dfrac{R_U}{R} - \beta.\dfrac{K_W}{K_R}K_{BD}\left(1-\dfrac{I_{ng}}{I}\right).1(I-I_{ng})\right\}}{1+\alpha.K_{BD}}$ U_d; K_{BDYC} xác định như sơ đồ 1

TT	Sơ đồ	Sơ đồ nguyên lý	Phương trình đặc tính cơ, điện áp đặt, các hệ số
7	Có phản hồi âm điện áp và âm dòng điện có ngắt		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} - I.RK_{dc}\left\{1 + \alpha\dfrac{R_U}{R}K_{BD} - \beta.\dfrac{K_W}{K_R}K_{BD}\left(1 - \dfrac{I_{ng}}{I}\right).1(I - I_{ng})\right\}}{1 + \alpha.K_{BD}}$ U_d; K_{BDYC} xác định như sơ đồ 2
8	Có phản hồi âm tốc độ và âm dòng điện cả hai đều có ngắt		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} + \gamma.\omega_{ng}K_{BD}K_{dc}.1.(\omega - \omega_{ng}) - B}{1 + \gamma.K_{BD}.K_{dc}.1.(\omega - \omega_{ng})}$ $B = I.RK_{dc}\left\{1 + \beta_0\dfrac{K_W}{K_R}K_{BD}\left(1 - \dfrac{I_{ng}}{I}\right).1(I - I_{ng})\right\}$ $\quad K_{BDYC} = \dfrac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\gamma.\left(1 - \dfrac{\omega_{ng}}{\dfrac{\omega_{dm}}{D}}\right).K_{dc}\Delta\omega_K}$ $U_d = \dfrac{\omega_0}{K_{BD}K_{dc}}(1 + \gamma.K_{BD}K_{dc}) + \dfrac{\Delta U}{K_{BD}} - \gamma.\omega_{ng}$
9	Có phản hồi âm điện áp và âm dòng điện cả hai đều có ngắt		$\omega = \dfrac{(U_d K_{BD} - \Delta U)K_{dc} + \gamma.\omega_{ng}K_{BD}K_{dc}.1.(\omega - \omega_{ng}) - B}{1 + \alpha.K_{BD}(U - U_{ng})}$ $B = I.RK_{dc}\left\{1 + \alpha\dfrac{R_U}{R}K_{BD}.(U - U_{ng}) - \beta_0.\dfrac{K_W}{K_R}K_{BD}\left(1 - \dfrac{I_{ng}}{I}\right).1(I - I_{ng})\right\}$ $U_d = \dfrac{\omega_0}{K_{BD}K_{dc}}(1 + \alpha.K_{BD}) + \dfrac{\Delta U}{K_{BD}} - \alpha.U_{ng}$ $K_{BDYC} = \dfrac{\Delta U_H - \Delta U_K}{\alpha.\left[\Delta\omega_K\left(1 - \dfrac{\omega_{ng}}{\dfrac{\omega_{dm}}{D}}K_{dc}\right)\right] - \Delta\omega_{TN}}$

5.5. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KĐB BẰNG TẦN SỐ

5.5.1. Khái quát các hệ truyền động xoay chiều thay đổi tần số

Các hệ thống *truyền động điện* (TĐĐ) xoay chiều *tần số thay đổi* (TSTĐ) những năm gần đây đang tác động rất lớn đến công nghiệp hóa và tự động hoá ở các quốc gia. Sự phát triển nhanh chóng của kỹ thuật này có thể bởi vì có rất nhiều đổi mới trong thiết kế chế tạo các thiết bị bán dẫn công suất, các cấu trúc bộ biến đổi, vi xử lý, các IC chuyên dụng, các kỹ thuật điều khiển và thiết kế trợ giúp bằng máy tính.

Trong hầu hết các tài liệu chuyên ngành khẳng định, các hệ thống TĐĐ tiêu thụ tới 2/3 tổng lượng điện tiêu thụ trong công nghiệp, vì vậy chúng đóng vài trò then chốt trong việc tiết kiệm năng lượng.

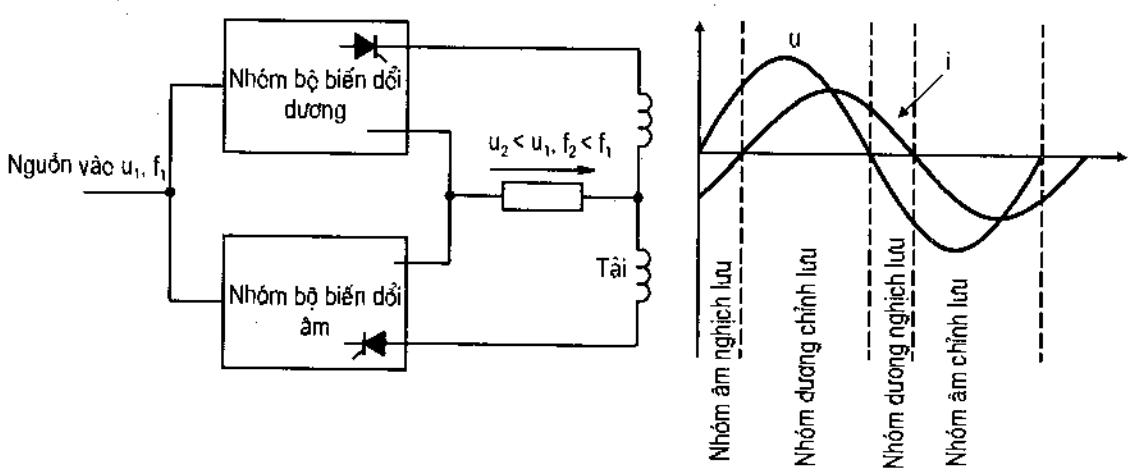
Không mấy khó khăn chúng ta cũng nhận ra rằng ĐTCS và TĐĐ TSTĐ sẽ là kỹ thuật then chốt cho các cuộc chạy đua công nghiệp toàn cầu trong thế kỷ 21. Khi mà các kỹ thuật thông tin và vận tải đang tiến bộ nhanh, khoảng cách vật lý, ngôn ngữ, các hàng rào văn hóa và dân tộc giữa các quốc gia đang thu hẹp dần.

a) Các kỹ thuật biến đổi tần số

Những lĩnh vực ứng dụng của các bộ biến đổi công suất vẫn đang tiếp tục được mở rộng nhờ những tiến bộ của kỹ thuật bán dẫn, như dải điều chỉnh điện áp và dòng điện ngày càng cao, cũng như các đặc tính chuyển mạch ngày càng tốt hơn. Mặt khác, những tiến hộ lớn của các bộ biến dổi ĐTCS hiện đại, như hiệu suất cao, trọng lượng thấp, kích thước nhỏ, hoạt động nhanh, và mật độ công suất lớn, đang đạt được thông qua việc sử dụng cái gọi là *sự hoạt động chế độ chuyển mạch*, mà ở đó các linh kiện bán dẫn công suất được điều khiển theo kiểu đóng/cắt (không hoạt động ở vùng tích cực).

a1) Bộ biến tần trực tiếp

Bộ biến tần trực tiếp cho phép biến đổi trực tiếp một điện áp xoay chiều công nghiệp tần số f_1 thành điện áp xoay chiều có tần số f_2 [10]. Nói chung, tần số và điện áp ra luôn nhỏ hơn tần số và điện áp vào.

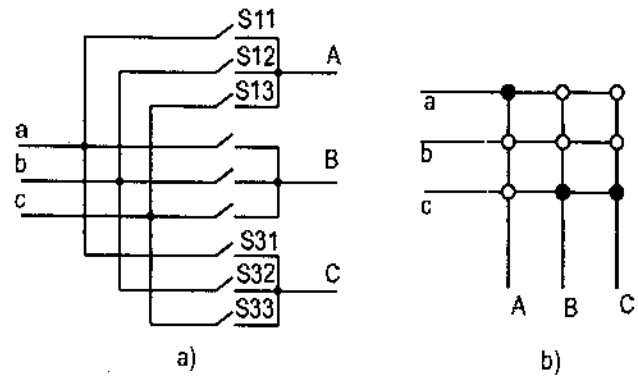


Hình 5.25. Cấu trúc tổng quát và các dạng sóng ra lý tưởng của biến tần trực tiếp

Đây là cấu trúc của bộ biến đổi tần số đầu tiên ra đời khoảng những năm 1920. Trên hình 5.25 là cấu trúc tổng quát của bộ biến tần trực tiếp, bao gồm hai nhóm bộ biến đổi nối song song ngược và dạng sóng điện áp và dòng điện lý tưởng trên tải. Ta nhận thấy công suất tức thời trên tải p = u.i biến thiên theo bốn giai đoạn. Trong các giai đoạn mà dòng điện i và điện áp cùng chiều nhau, kết quả là p = u.i > 0, bộ biến đổi làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Trong các giai đoạn u và i ngược chiều nhau, làm cho công suất tức thời p = u.i < 0, bộ biến đổi làm việc ở chế độ nghịch lưu.

a2) Bộ biến đổi ma trận

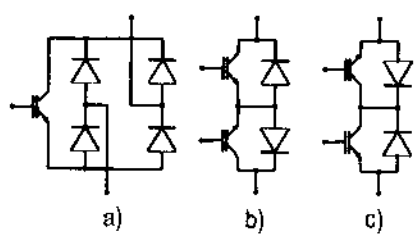
Đây là cấu trúc của bộ biến đổi tần số được công bố khoảng đầu những năm 1980. Bộ biến đổi ma trận kết hợp trong hệ truyền động động cơ xoay chiều được cho là thế hệ tiếp theo của các hệ truyền động xoay chiều sau thế hệ gồm biến tần gián tiếp – động cơ xoay chiều.



Hình 5.26. Cấu trúc tổng quát và ký hiệu của bộ biến đổi ma trận

Một bộ biến đổi ma trận ba pha bao gồm chín khóa chuyển mạch hai chiều (bidirecttional switch) và được sắp xếp thành ba nhóm. Mỗi nhóm được nối với một đầu ra tải. Với cách sắp xếp này, bất kỳ một khóa chuyển mạch nào cũng có thể được nối trực tiếp đến bất kỳ đầu vào nguồn và đầu ra tải nào. Cấu trúc cơ bản chỉ ra trên hình 5.26. Mỗi khoá chuyển mạch hai chiều có khả năng điều khiển dòng điện và khóa điện áp theo cả hai chiều.

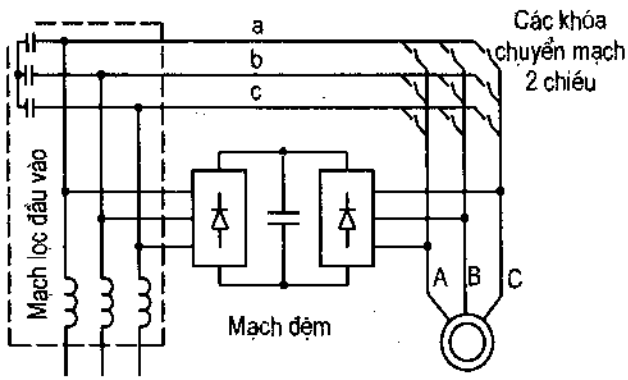
Hình 5.27 đưa ra một số cấu trúc khóa chuyển mạch hai chiều được xây dựng từ các linh kiện bán dẫn cơ bản. Nếu hệ thống các đầu vào và đầu ra ba pha được sắp xếp theo kiểu vuông góc nhau, thì hình dạng bộ biến đổi có dạng tương tự như một ma trận, với các hàng bao gồm ba pha đầu vào (a, b, c) và các cột gồm ba pha đầu ra (A, B, C), và các khóa chuyển mạch hai chiều sẽ nối mỗi dòng với mỗi cột, như chỉ ra trên hình 5.26b. Với cách sắp xếp này, sẽ có 512 khả năng kết hợp các khóa chuyển mạch, tuy nhiên để hệ thống làm việc an toàn thì chỉ có 27 trạng thái cho phép làm việc. Trong số 27 trạng thái này, có 6 trạng thái là trạng thái nối trực tiếp từ một đầu ra tải đến một đầu vào nguồn và được gọi là 6 vectơ quay, với biên độ và tần số giống như hệ thống điện áp đầu vào và chiều quay phụ thuộc vào thứ tự quay đồng hồ (abc, bca, cab) hay quay ngược (acb, bac, cba). Có 18 trạng thái tạo ra các vectơ tích cực (giống 6 trạng thái tích cực trong bộ nghịch lưu 3 pha) gọi là các vectơ đập mạch, có biên độ thay đổi phụ thuộc vào pha nguồn nào được nối đến tải. ở mỗi trạng thái tích cực này, chỉ có hai pha đầu vào được nối đến ba đầu ra tải. Ba trạng thái còn lại tạo thành ba vectơ không (zero), đó là các trạng thái mà một pha vào nối với cả ba đầu ra tải, do đó điện áp ra bằng 0.



Hình 5.27. Một số cấu trúc khóa chuyển mạch hai chiều

Với cách sắp xếp này bộ biến đổi ma trận cho phép biến đổi một điện áp tần số f_1 thành điện áp ở đầu ra với tần số bất kỳ. Hơn nữa, do giảm nhỏ được số linh kiện nên hứa hẹn giảm nhỏ được không gian, dòng điện vào hình sin, cho phép dòng công suất đi theo hai chiều, không cần tụ lọc một chiều có tuổi thọ thấp và chiếm nhiều không gian là những ưu điểm nổi bật của cấu hình bộ biến đổi tần số này.

Tuy nhiên, các bộ biến đổi ma trận vẫn vấp phải một số hạn chế như điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào (thường nhỏ hơn khoảng 15%). Hơn nữa, so với cấu trúc của bộ biến tần gián tiếp, do không có các phần tử tích trữ năng lượng (L hoặc C) nên điện áp ra rất nhạy cảm với các biến động của nguồn vào. Để khắc phục nhược điểm này, một mạch đệm/kẹp (clamp circuit) được mắc (kẹp) trực tiếp giữa nguồn vào và tải để tránh gián đoạn dòng điện trên tải. Cấu trúc thực tế của một bộ biến đổi ma trận có dạng như trên hình 5.28.



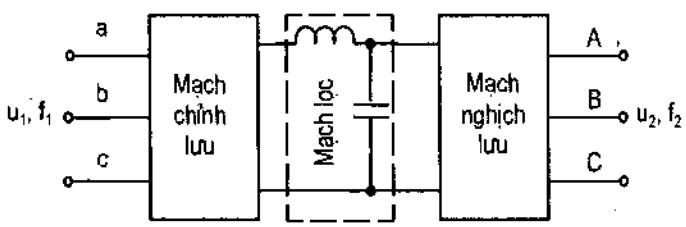
Hình 5.28. Cấu trúc thực tế của hệ TĐĐ gồm bộ biến đổi ma trận – động cơ

Bộ biến đổi ma trận là cấu trúc hứa hẹn sẽ đem lại nhiều tính năng nổi bật hơn các cấu trúc truyền thống như mật độ công suất cao, hiệu suất biến đổi cao. Tất nhiên, để đưa bộ biến đổi ma trận ra thị trường thì còn cần nghiên cứu rất nhiều để hoàn thiện cả về cấu trúc lẫn các chiến lược điều khiển để thuyết phục được người tiêu dùng sử dụng.

a3) Bộ biến tần gián tiếp

Đây là cấu trúc của bộ biến đổi tần số phổ biến nhất hiện nay. Về thực chất thì cấu trúc của bộ biến đổi này là sự kết hợp giữa hai bộ biến đổi là bộ chỉnh lưu biến đổi dòng điện xoay chiều thành một chiều và bộ nghịch lưu biến đổi ngược lại từ một chiều thành xoay chiều. Cấu trúc tổng quát chỉ ra trên hình 5.29.

Có rất nhiều cấu trúc mạch nghịch lưu đã được đưa ra trong những năm vừa qua. Phụ thuộc vào loại nguồn người ta phân thành hai loại: nghịch lưu nguồn áp và nghịch lưu nguồn dòng.

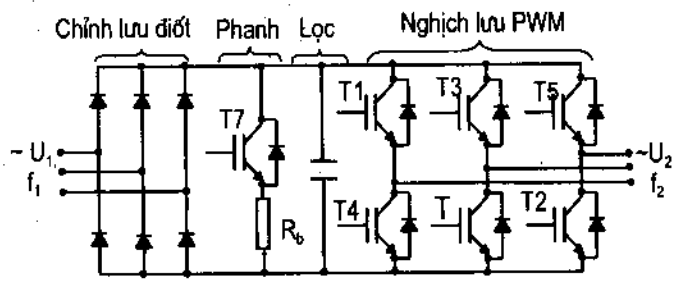


Hình 5.29. Cấu trúc tổng quát của bộ biến tần gián tiếp

Trên bình 5.30, phần nghịch lưu là bộ nghịch lưu hai mức. Đó là những cấu trúc các bộ nghịch lưu phổ biến nhất hiện nay. Số mức càng lớn thì ta càng tạo ra được nhiều bậc của điện áp ra, và nhờ đó giảm được biên độ của các sóng hài đặc biệt là các sóng hài bậc thấp khó lọc, và giảm bớt số lần chuyển mạch của các van bán dẫn.

Cấu trúc của hệ biến tần công nghiệp chiếm thị phần nhiều nhất trên thị trường hiện nay có cấu trúc như trên hình 5.30. Phần chỉnh lưu là bộ chỉnh lưu cầu điốt ba pha. Mạch lọc thường là một số tụ một chiều mắc song nhau nhằm làm tăng trị số tụ.

Mạch nghịch lưu là bộ nghịch lưu hai mức bằng IGBT. Với khối phanh (dùng để xả năng lượng của tải), van T7 thường nằm sẵn bên trong bộ biến tần, còn điện trở phanh thường được lắp rời bên ngoài nhằm tránh phát nóng bên trong biến tần. Hầu hết các biến tần công nghiệp hiện nay còn cho phép cài đặt khối phanh riêng và điều khiển từ bên ngoài (không dùng T7).

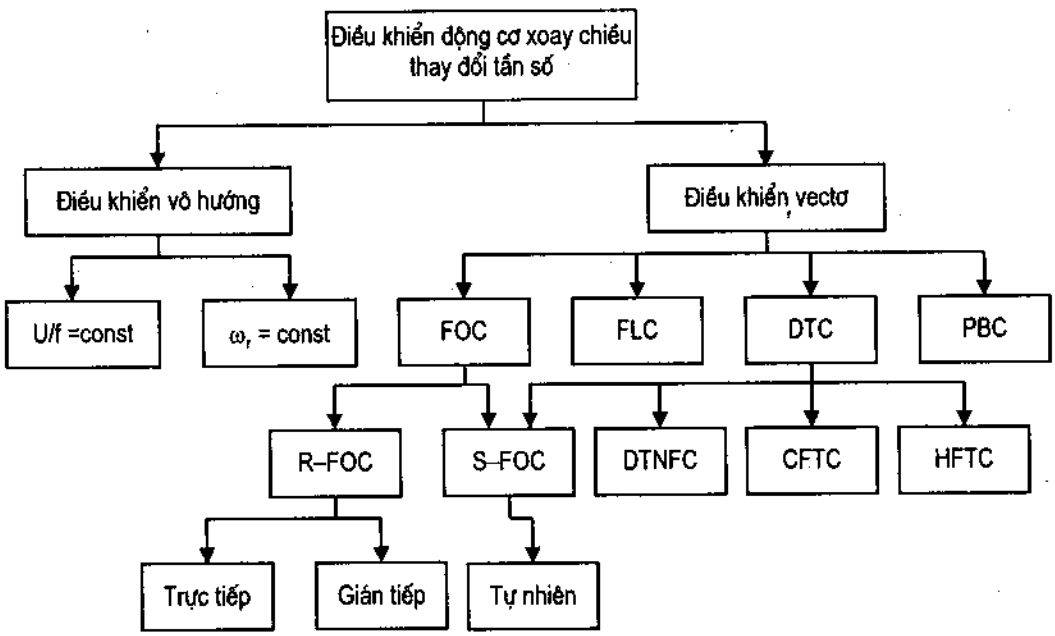


Hình 5.30. Cấu trúc phổ biến của bộ biến tần gián tiếp

5.5.2. Điều khiển động cơ KĐB bằng thay đổi tần số

a) Phân loại điều khiển động cơ KĐB bằng tần số

Hiện nay người ta đã đưa ra rất nhiều phương pháp điều khiển ĐC KĐB dựa trên thay đổi tần số. Trên hình 5.31 là phân loại các phương pháp điều khiển động cơ bằng cách thay đổi tần số dựa trên việc mô tả vectơ không gian. Có hai nhóm cơ bản là nhóm các phương pháp điều khiển vô hướng và nhóm các phương pháp điều khiển vectơ.



Hình 5.31. Phân loại các phương pháp điều khiển tần số ĐC KĐB

* *Điều khiển vô hướng* là nhóm các phương pháp điều khiển dựa trên quan hệ giữa các đại lượng ở trạng thái ổn định, chỉ biên độ và tần số của các vectơ điện áp, dòng điện và từ thông được điều khiển. Do đó, hệ thống điều khiển hoạt động không dựa trên vị trí tức thời trong không gian của đại lượng điều khiển. Có hai phương pháp điều khiển vô hướng được biết đến nhiều nhất là phương pháp điều khiển dựa trên luật điều khiển U/f và phương pháp điều khiển tốc độ trượt ω_r không đổi.

So với điều khiển vô hướng, ngoài việc điều khiển biên độ và tần số, phương pháp điều khiển vectơ còn điều khiển cả vị trí tức thời của các vectơ điện áp, dòng điện và từ thông trong không gian. Do đó, hệ thống điều khiển hoạt động tốt cho cả chế độ ổn định (xác lập) và chế độ quá độ.

* *Điều khiển vectơ* có thể thực hiện theo nhiều phương pháp khác nhau. Hai nhóm phương pháp được biết đến nhiều nhất là phương pháp điều khiển hướng trường hay tựa theo từ trường (FOC) và phương pháp điều khiển mômen trực tiếp (DTC – Direct Torque Control). Phương pháp điều kbiển tuyến tính hoá phản hồi FLC (Feedback Linearization Control) còn gọi là phương pháp điều khiển tách đầu vào – đầu ra (input – output decoupling) dựa trên ý tưởng chuyển đổi phi tuyến các biến trạng thái của động cơ sao cho ở tọa độ mới, tốc độ và từ thông roto được điều khiển tách biệt nhau bằng phản hồi. Phương pháp điều khiển đựa trên tính thụ động PBC (Passivity – Based Control) là một phương pháp mới được đưa ra, phương pháp này còn được gọi là phương pháp điều khiển tạo dáng năng lượng (Energy reshaping control hay Energy – shaping control). Mỗi nhóm phương pháp trên có thể phân thành nhiều phương pháp khác nhau như trên hình 5.31 : điều khiển hướng trường roto R–FOC (Roto Flux Oriented Control), điều khiển hướng trường stato S–FOC (Stato Flux Oriented Control), điều khiển trực tiếp mômen dùng bộ điều khiển nơron–mờ DTNFC (Direct Torque Neuron – Fuzzy Controller), điều khiển theo quỹ tích từ thông tròn CFTC (Circular Flux Trajectory), điều khiển theo quỹ tích từ thông hình lục giác CFTC (Hexagonal Flux Trajeetory).

Do số lượng các phương pháp là rất nhiều, dưới đây chỉ nghiên cứu một số phương pháp điển hình.

b) Phương pháp điều khiển vô hướng

Nguyên lý cơ hản của phương pháp này là dựa trên các đặc tính tĩnh của động cơ để giữ ổn định biên độ của từ thông stato ψ_s khi tốc độ và mômen thay đổi. Phương pháp được hiết đến nhiều nhất là phương pháp điều khiển U/f không đổi.

Nếu ψ_s = const và bằng định mức, ở hệ đơn vị tương đối ta có $\psi_s = 1$ và do đó ta có vectơ điện áp stato:

$$u_s = r_s i_s + j\omega_s \psi_s = r_s i_s + j\omega_s \tag{5.106}$$

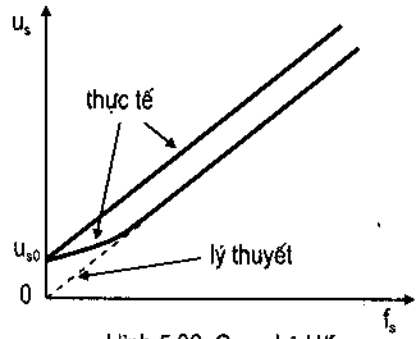
Và biên độ của vectơ điện áp stato bằng:

$$u_s = \sqrt{(r_s i_s)^2 + f_s^2} \tag{5.107}$$

Nếu ta cho điện trở stato $r_s = 0$ thì quan hệ giữa biên độ điện áp stato và tần số dòng điện stato có dạng:

$$\frac{u_s}{f_s} = 1 \tag{5.108}$$

Như vậy để giữ $\psi_s = 1$ (định mức) không đổi, khi điều khiển tần số để thay đổi tốc độ thì điện áp cũng phải được điều khiển.

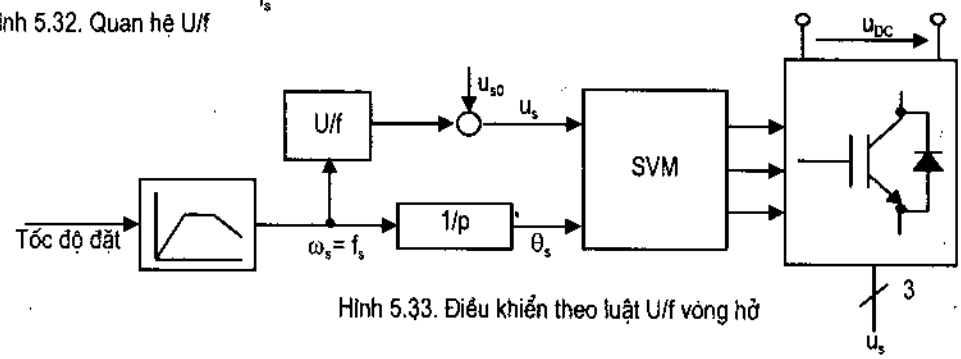


Hình 5.32. Quan hệ U/f

Thực tế, để bù điện áp rơi trên điện trở stato người ta đưa thêm một điện áp bù (boost voltage) u_{s0} khi đó quan hệ giữa điện áp và tần số có dạng như hình 5.32.

$$u_s = u_{s0} + f_s \qquad (5.109)$$

Trên hình 5.33 là sơ đồ các khối chính của hệ điều khiển theo luật điều khiển U/f.



Hình 5.33. Điều khiển theo luật U/f vòng hở

5.5.3. Cơ sở lý thuyết điều khiển hướng trường (điều khiển tựa theo từ thông)

a) Xây dựng vectơ không gian

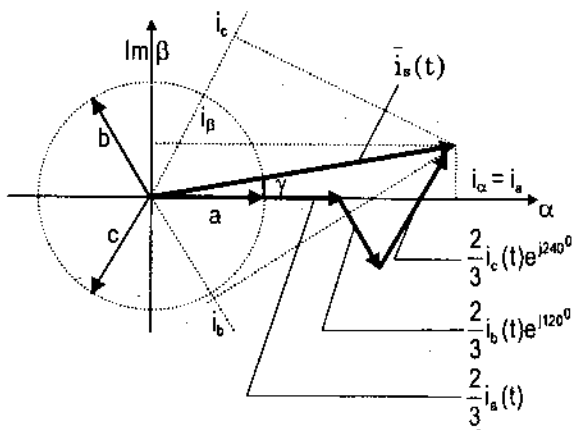
Giả sử có một động cơ không đồng bộ xoay chiều ba pha đối xứng nối hình sao hoặc tam giác được cấp điện từ nguồn ba pha đối xứng. Khi đó ba dòng điện vào động cơ thoả mãn:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \qquad (5.110)$$

với: $i_a(t) = |i_s|\cos(\omega_s t)$

$$i_b(t) = |i_s|\cos(\omega_s t + 120^0) \qquad (5.111)$$

$$i_c(t) = |i_s|\cos(\omega_s t + 240^0)$$



Hình 5.34. Vectơ không gian trên mặt phẳng αβ

Ta thiết lập một mặt phẳng phức trên mặt cắt ngang động cơ, với gốc toạ độ trùng với tâm trục động cơ và trục thực trùng với trục pha a, ta có thể xây dựng vectơ không gian theo công thức sau đây (xem hình 5.34):

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3}\left[i_a(t) + i_b(t)e^{j120^0} + i_c(t)e^{j240^0}\right] = |\bar{i}_s|\,e^{j\gamma} \qquad (5.112)$$

Vectơ $\bar{i}_s(t)$ có modul không đổi quay trên mặt phẳng phức với tốc độ góc $\omega_s = 2\pi f_s$ và tạo với trục thực một góc pha $\theta = \omega_s t$. Trong đó f_s là tần số mạch stato.

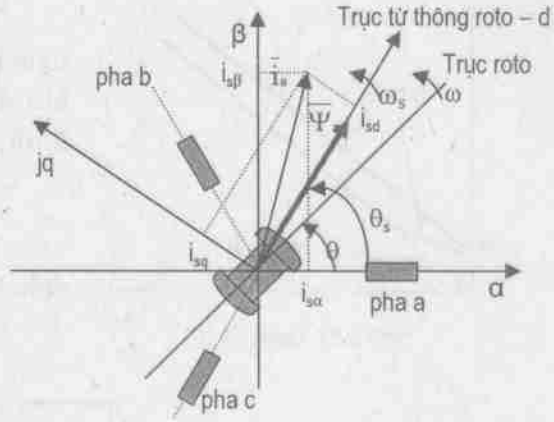
Khi ta chiếu vectơ $\bar{i}_s(t)$ lên ba trục a, b, c, ta có giá trị tức thời của dòng điện các pha $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$. Tương tự, ta cũng có các vectơ không gian cho các đại lượng áp $\bar{u}(t)$, từ thông $\bar{\psi}(t)$,...

b) Hệ toạ độ cố định stato αβ

Nếu ta gọi trục thực là trục α (trùng với trục pha a) và trục ảo là trục β ta sẽ có một hệ trục toạ độ được gọi là *hệ trục tọa độ cố định stato*. Vectơ không gian $\bar{i}_s(t)$ biểu diễn ở hệ toạ độ αβ như sau:

$$\vec{i}_s^s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \qquad (5.113)$$

Chỉ số s ở trên bên phải để chỉ vectơ viết ở hệ tọa độ cố định stato.



Hình 5.35. Biểu diễn vectơ không gian trên các hệ toạ độ αβ và dq

Theo [2, 11], để đảm bảo điều kiện bất biến về công suất và từ (5.110), các thành phần của $\vec{i}_s^s(t)$ trên hệ trục toạ độ cố định αβ có quan hệ với các đại lượng pha như sau:

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = \dfrac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \end{cases} \qquad (5.114)$$

c) Hệ trục tọa độ từ thông roto dq

Giả sử ĐC KĐB đang quay với vận tốc góc ω = dθ/dt, trong đó θ là góc hợp giữa trục thực α và trục roto. Vectơ từ thông $\bar{\Psi}_r$ quay với vận tốc góc $\omega_s = 2\pi f_s = d\theta_s/dt$, trong đó θ_s là góc hợp giữa vectơ từ thông và trục chuẩn α, f_s là tần số mạch stato (hình 5.35). Người ta xây dựng một hệ tọa độ với trục thực có hướng trùng với hướng của vectơ và $\bar{\Psi}_r$ có gốc trùng với gốc của hệ tọa độ αβ, và gọi nó là hệ tọa độ dq (hình 5.35). Nếu có một vectơ không gian $\bar{i}_s(t)$ ta có thể biểu diễn nó ở hệ tọa độ dq:

$$\vec{i}_s^f = i_{sd} + j i_{sq} \qquad (5.115)$$

Chỉ số f ở trên bên phải để chỉ vectơ viết ở hệ tọa độ từ thông roto.

d) Chuyển hệ trục toạ độ

Tổng quát, giả sử có hai hệ trục tọa độ xy và x*y* đặt trùng gốc nhưng lệch nhau một góc là θ*. Giả có một vectơ $\bar{U}$ bất kỳ, theo [11] ta có công thức chuyển đổi giữa hai hệ tọa độ như sau:

$$\bar{U}^{xy} = \bar{U}^{*} e^{j\theta^*} \leftrightarrow \bar{U}^{*} = \bar{U}^{xy} e^{-j\theta^*} \qquad (5.116)$$

Như vậy, nếu biết góc θ_s – góc giữa vectơ từ thông roto $\bar{\Psi}_r$ và trục a – trục chuẩn, ta có thể chuyển đổi một đại lượng vectơ không gian giữa hai hệ trục toạ độ αβ và dq như sau:

$$\vec{i}_s^f = \vec{i}_s^s e^{j\theta_s} \leftrightarrow \vec{i}_s^s = \vec{i}_s^f e^{-j\theta_s} \qquad (5.117)$$

e) Mô hình hóa ĐC KĐB roto lồng sóc

e1) Hệ phương trình mô tả động cơ

Phương trình điện áp cho 3 cuộn dây pha ĐC KĐB:

$$\begin{cases} U_{sa}(t) = R_s i_{sa}(t) + \dfrac{d\psi_{sa}(t)}{dt} \\ U_{sb}(t) = R_s i_{sb}(t) + \dfrac{d\psi_{sb}(t)}{dt} \\ U_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + \dfrac{d\psi_{sc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (5.118)$$

R_s – Điện trở các cuộn dây pha stato;

ψ_{sa}, ψ_{sb}, ψ_{sc} – Từ thông stato của các cuộn dây pha a, b, c.

Áp dụng công thức vectơ không gian (5.112) cho các đại lượng điện áp và từ thông, ta thu được phương trình điện áp stato dưới dạng vectơ như sau:

$$\overline{u}_s^s = R_s \overline{i}_s^s + \frac{d\overline{\psi}_s^s}{dt} \quad (5.119)$$

Tương tự với cuộn dây roto ngắn mạch:

$$0 = R_r \overline{i}_r^r + \frac{d\overline{\psi}_r^r}{dt} \quad (5.120)$$

Các chỉ số s, r ở phía trên bên phải muốn nói rằng ta quan sát tương ứng từ hệ thống stato hay roto.

Các cuộn dây của động cơ có các điện cảm sau đây:

L_m – Hỗ cảm giữa roto và stato;

$L_{\sigma s}$ – Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây stato;

$L_{\sigma r}$ – Điện cảm tiêu tán phía cuộn dây roto đã quy đổi về stato.

Một số tham số khác:

$L_s = L_m + L_{\sigma s}$ – Điện cảm stato;

$L_r = L_m + L_{\sigma r}$ – Điện cảm roto;

$T_s = L_s/R_s$ – Hằng số thời gian stato;

$T_r = L_r/R_r$ – Hằng số thời gian roto;

$\sigma = 1 - L^2_m/(L_s L_r)$ – Hệ số tiêu tán tổng.

Ta có các phương trình của từ thông stato và roto:

$$\begin{cases} \overline{\psi}_s = \overline{i}_s L_s + \overline{i}_r L_m \\ \overline{\psi}_r = \overline{i}_s L_m + \overline{i}_r L_r \end{cases} \quad (5.121)$$

Phương trình mômen:

$$m_M = \frac{3}{2}p_c(\overline{\psi}_s \times \overline{i}_s) = -\frac{3}{2}p_c(\overline{\psi}_r \times \overline{i}_r) \tag{5.122}$$

Phương trình chuyển động:

$$m_M = m_c + \frac{J}{p_c}\frac{d\omega}{dt} \tag{5.123}$$

Trong đó: m_C – mômen tải, mômen cản;

J – mômen quán tính cơ;

ω – tốc độ góc roto;

p_c – số đôi cực của động cơ.

Ở hệ toạ độ hướng trường roto dq, hệ tọa độ quay với tốc độ góc ω_s, ta chuyển đổi các công thức (5.119) và (5.120), áp dụng công thức (5.116) ta có:

$$\overline{u}_s^f = R_s\overline{i}_s^f + \frac{d\overline{\Psi}_s^f}{dt} + j\omega_s\overline{\Psi}_s^f \tag{5.124}$$

$$\overline{0} = R_r\overline{i}_r^f + \frac{d\overline{\Psi}_r^f}{dt} + j\omega_r\overline{\Psi}_r^f \tag{5.125}$$

Trong đó: $\omega_r = 2\pi f_r$ tốc độ góc dòng điện roto, đây cũng là tốc độ góc của hệ trục dq khi nhìn từ roto: $\omega_r = \omega_s - \omega$.

e2) Mô hình trạng thái của động cơ trên hệ tọa độ từ thông roto

Tập hợp các phương trình ở trên ta có được hệ phương trình mô tả động cơ KĐB trên hệ tọa độ dq như sau:

$$\begin{cases} \overline{u}_s^f = R_s\overline{i}_s^f + \dfrac{d\overline{\Psi}_s^f}{dt} + j\omega_s\overline{\Psi}_s^f \\ \underline{0} = R_r\overline{i}_r^f + \dfrac{d\overline{\Psi}_r^f}{dt} + j\omega_r\overline{\Psi}_r^f \\ \overline{\Psi}_s^f = \overline{i}_s^f L_s + \overline{i}_r^f L_m \\ \overline{\Psi}_r^f = \overline{i}_s^f L_m + \overline{i}_r^f L_r \end{cases} \tag{5.126}$$

Triệt tiêu các vectơ $\overline{i}_r^f$ và $\overline{\Psi}_s^f$ không cần thiết ra khỏi hệ bằng cách rút chúng từ 2 phương trình cuối, ta có:

$$\begin{aligned} \overline{i}_r^f &= \frac{1}{L_r}(\overline{\Psi}_r^f - \overline{i}_s^f L_m) \\ \overline{\Psi}_s^f &= \overline{i}_s^f L_s + \frac{L_m}{L_r}\left(\overline{\Psi}_r^f - \overline{i}_s^f L_m\right) \end{aligned} \tag{5.127}$$

Thay (5.127) vào (5.126) và thực hiện một số biến đổi như sau:

– Từ phương trình điện áp roto rút thành phần đạo hàm của từ thông roto ra, thay $\bar{i}_r^f$ từ (5.127) vào biến đổi, ta có:

$$\frac{d\overline{\Psi}_r^f}{dt} = -\left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r\right)\overline{\Psi}_r^f + R_r\frac{L_m}{L_r}\bar{i}_s^f \tag{5.128}$$

Để đơn giản cho mô hình ta đặt $\overline{\Psi}_r^{f/} = \frac{\overline{\Psi}_r^f}{L_m}$ có đơn vị là A, gọi là dòng từ hóa sinh từ thông roto. Chia 2 vế của (5.128) cho L_m, thay $T_r = L_r/R_r$ – hằng số thời gian roto, và $\omega_r = \omega_s - \omega$ vào, ta có:

$$\frac{d\overline{\Psi}_r^{f/}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r} + j(\omega_s - \omega)\right)\overline{\Psi}_r^{f/} + \frac{1}{T_r}\bar{i}_s^f \tag{5.129}$$

– Làm tương tự với phương trình điện áp stato (5.124) ta có:

$$\bar{u}_s^f = R_s\bar{i}_s^f + L_s\frac{d\bar{i}_s^f}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\left(\frac{d\overline{\psi}_r^f}{dt} - L_m\frac{d\bar{i}_s^f}{dt}\right) + j\omega_s\left(L_s\bar{i}_s + \frac{L_m}{L_r}\left(\overline{\Psi}_r^f - \bar{i}_s L_m\right)\right) \tag{5.130}$$

Thay (5.129) vào (5.130) ta có:

$$\begin{aligned}\bar{u}_s^f = &\left(R_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2} + j\omega_s\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)\right)\bar{i}_s^f + \\ &\left(j(\omega_s - \omega_r)\frac{L_m^2}{L_r} - \frac{L_m^2}{L_r}\frac{R_r}{L_r}\right)\overline{\Psi}_r^{f/} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)\frac{d\bar{i}_s^f}{dt}\end{aligned} \tag{5.131}$$

Ta thay (227), $T_s = L_s/R_s$, và $\omega_s - \omega_r = \omega$ rồi rút chuyển đạo hàm của dòng điện stato sang trái ta có:

$$\frac{d\bar{i}_s^f}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + j\omega_s\right)\bar{i}_s^f - \left(j\frac{1-\sigma}{\sigma}\omega - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)\overline{\Psi}_r^{f/} + \frac{1}{\sigma L_s}\bar{u}_s^f \tag{5.132}$$

Khai triển (5.129) và (5.132) theo hai trục tọa độ dq ta được hệ phương trình sau:

$$\left.\begin{aligned}
\frac{di_{sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\
\frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\
\frac{d\psi'_{rd}}{dt} &= \frac{1}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\psi'_{rd} + (\omega_s - \omega)\psi'_{rq} \\
\frac{d\psi'_{rq}}{dt} &= \frac{1}{T_r}i_{sq} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rd} - \frac{1}{T_r}\psi'_{rq}
\end{aligned}\right\} \tag{5.133}$$

Trong đó: $\psi'_{rd} = \psi_{rd}/L_m$, $\psi'_{rq} = \psi_{rq}/L_m$ là các modul thành phần dòng điện từ hóa theo trục d và q. Trong trường hợp định hướng chính xác theo từ thông roto thì thành phần $\psi'_{rq} = 0$ vì ψ'_{rq} vuông góc với trục từ thông.

Ta viết lại phương trình mômen (5.122) trên hệ toạ độ dq:

$$m_M = \frac{3}{2} p_c \frac{L_m}{L_r} \left(\overline{\Psi}_r^f \times \overline{i}_s^f \right) \tag{5.134}$$

Ta biết:

$$\overline{\Psi}_r^f = \psi_{rd} + j\psi_{rq} \tag{5.135}$$

Thay (5.115) và (5.135) vào (5.134) ta có:

$$m_M = \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} p_c \psi'_{rd} i_{sq} \tag{5.136}$$

Ta chuyển Laplace hệ phương trình (5.133) với lưu ý là thành phần $\psi'_{rq} = 0$ ta có:

$$\left.\begin{aligned}
i_{sd} &= \frac{T_\sigma}{1 + T_\sigma p}\left[-\omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rd} + \frac{1}{L_s} u_{sd} \right] \\
i_{sd} &= \frac{T_\sigma}{1 + T_\sigma p}\left[-\omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \right] \\
\psi'_{rd} &= \frac{i_{sd}}{1 + T_r p} \\
0 &= \frac{1}{Tr} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rd}
\end{aligned}\right\} \tag{5.137}$$

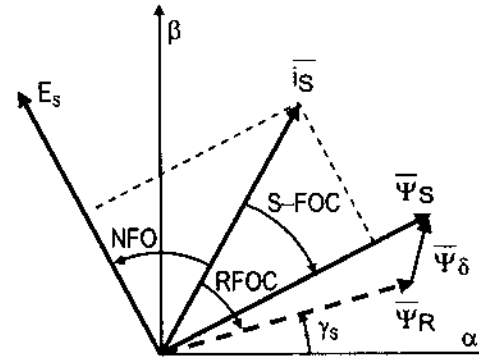
với T_σ xác định từ phương trình:

$$\frac{1}{T_\sigma} = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \tag{5.138}$$

Từ phương trình (5.137) ta thấy từ thông của máy chỉ phụ thuộc vào thành phần dòng điện i_{sd}, vì thế i_{sd} còn được gọi là thành phần dòng điện từ hóa hay dòng điện sinh từ thông. Tương tự, từ phương trình (5.136) nếu từ thông của máy ổn định hoặc được giữ không đổi thì mômen điện từ của máy chỉ còn phụ thuộc vào i_{sq}– gọi là dòng sinh mômen. Như vậy, với việc tách vectơ dòng điện stato $i_s(t)$ thành hai thành phần i_{sd} và i_{sq}, ta hoàn toàn có thể điều khiển từ thông và mômen của máy một cách độc lập như với máy điện một chiều bằng cách điều chỉnh tương ứng hai thành phần dòng điện này.

5.5.4. Các phương pháp điều khiển hướng trường (điều khiển tựa theo từ thông)

Phương pháp điều khiển hướng trường được xây dựng dựa trên việc tách dòng điện tức thời stato thành hai thành phần: dòng điện sinh từ thông và dòng điện sinh mômen. Tương tự như động cơ một chiều kích từ độc lập, thành phần dòng điện sinh từ thông tương ứng với dòng điện kích từ và thành phần dòng điện sinh mômen tương ứng với dòng điện phần ứng. Việc tách dòng này phải đảm bảo hướng chính xác vectơ dòng điện stato theo vectơ từ thông tương ứng (stato hoặc roto). Hình 5.36 thể hiện rõ việc tách dòng điện stato dựa trên việc chọn lựa tựa theo từ thông stato hay roto, dẫn đến các phương pháp điều khiển vectơ khác nhau. Để đơn giản cho việc biểu diễn các quan hệ điện – từ – cơ, các phương pháp điều khiển hướng trường, trong phần này các đại lượng sẽ được biểu diễn ở đơn vị tương đối.



Hình 5.36. Đồ thị vectơ thể hiện vị trí vectơ dòng điện trong các phương pháp điều khiển vectơ

a) Phương pháp điều khiển hướng trường roto R–FOC

Trong phương pháp điều khiển hướng trường roto R–FOC, tốc độ quay của hệ tọa độ là tốc độ quay của từ thông roto và cũng là tốc độ từ trường quay stato ω_s.

a1) Công thức điện áp roto trong hệ tọa độ từ thông roto:

Theo [23], ta có thể viết công thức điện áp stato động cơ ở đơn vị tương đối như sau:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{\psi_r}{T_r} + \frac{x_M}{T_r} i_{sd} \tag{5.139}$$

$$0 = -(\omega_s - \omega_m)\frac{\psi_r}{T_N} + \frac{x_M}{T_r} i_{sq} \tag{5.140}$$

$T_N = 1/\Omega_{sN}$, Ω_{sN} là tốc độ góc định mức của dòng điện stato.

$T_r = \frac{x_r}{r_r} T_N$: hằng số thời gian roto.

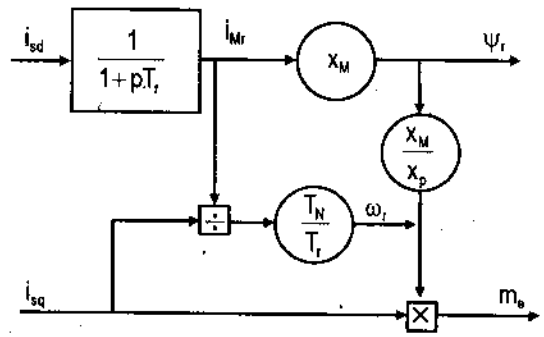
Từ công thức (5.139) ta thấy rõ ảnh hưởng của thành phần dòng điện sinh từ thông i_{sd} lên từ thông roto.

Theo [2, 11], mômen động cơ có thể được tính theo công thức:

$$m = \frac{x_M}{x_r}\psi_r i_{sq} = \frac{x_M^2}{x_r} i_{Mr} i_{sq} \tag{5.141}$$

Trong đó: i_{Mr} là dòng điện từ hóa roto.

Từ (5.141) ta thấy, nếu biên độ của từ thông roto Ψ_r không đổi thì mômen của động cơ m_e có thể điều khiển bằng dòng điện sinh từ thông i_{sq} mà không có trễ, xem hình 5.37. Hơn nữa, giống như động cơ một chiều kích từ độc lập, dòng điện sinh từ thông có thể giảm khi cần điều khiển ở vùng giảm từ trường để giới hạn điện áp stato khi điều khiển động cơ ở tốc độ cao.



Hình 5.37. Cơ chế sinh mômen trong phương pháp R–FOC

a2) Phương trình điện áp stato trong hệ tọa độ từ thông roto

Từ thông stato động cơ có thể tính bằng công thức:

$$\psi_s = \psi_r' + \sigma x_s i_s \tag{5.142}$$

Trong đó: $\psi_r' = \left(\frac{x_M}{x_r}\right)\psi_r$

Phương trình điện áp stato viết ở hệ tọa độ có tốc độ quay ω_K bất kỳ:

$$u_{sK} = r_s i_{sK} + T_N \frac{d\psi_{sK}}{dt} + j\omega_K \psi_{sK} \tag{5.143}$$

Thay (5.142) vào (5.143) ta có:

$$u_s = r_s i_s + T_N \sigma x_s \frac{di_s}{dt} + j\omega_K \sigma x_s i_s + T_N \sigma x_s \frac{d\psi_r'}{dt} + j\omega_K \psi_r' \tag{5.144}$$

Trong hệ tọa độ từ thông roto d–q, công thức (5.144) có thể được khai triển thành 2 công thức vô hướng:

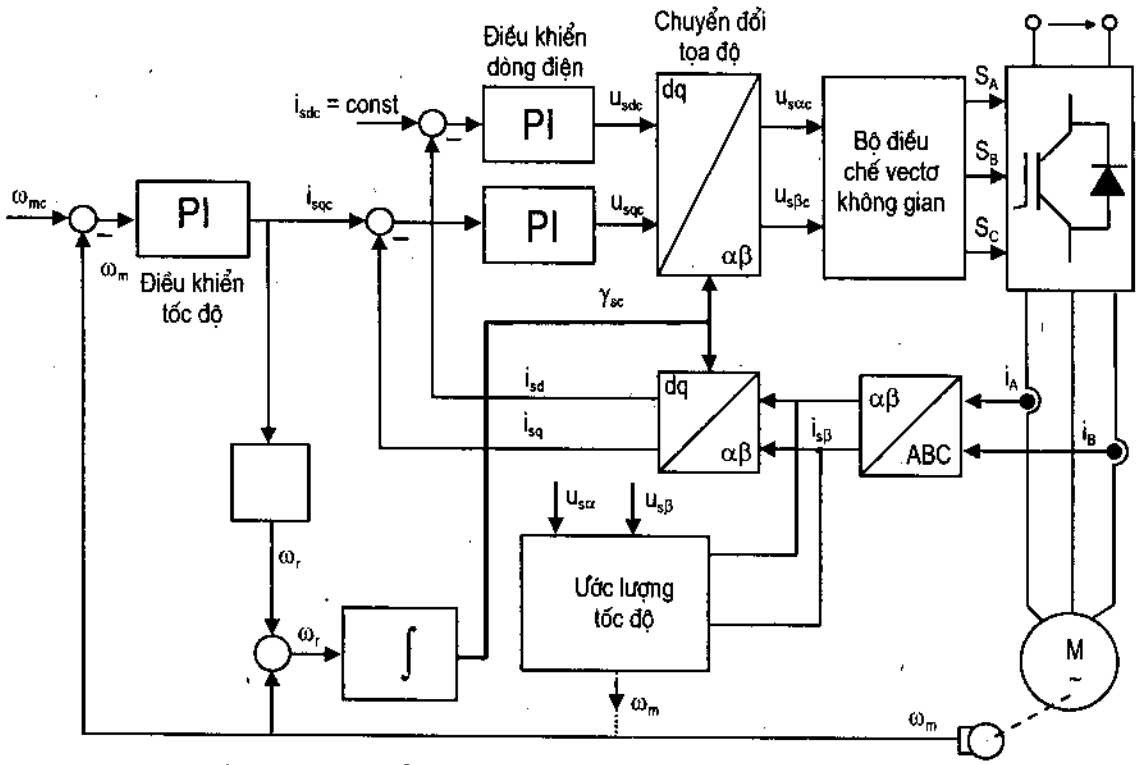
$$u_{sd} = r_s i_{sd} + T_N \sigma x_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma x_s i_{sq} + T_N \frac{d\psi_r'}{dt} \tag{5.145}$$

$$u_{sq} = r_s i_{sq} + T_N \sigma x_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma x_s i_{sd} + \omega_s \psi_r' \tag{5.146}$$

Từ 2 phương trình trên ta thấy có sự tương tác giữa các thành phần dòng điện và điện áp hướng theo từ thông roto. Các thành phần u_{sd} và u_{sq} không thể xem là các biến độc lập cho việc điều khiển từ thông và mômen, bởi vì trong công thức tính u_{sd} chứa i_{sq} và trong công thức tính u_{sy} chứa i_{sx}. Do đó, để điều khiển dòng điện nhanh cần phải có biện pháp bù các thành phần tương tác $\omega_s \sigma x_s i_{sq}$, $\omega_s \sigma x_s i_{sd}$ và sức điện động $\omega_s \Psi_r'$. Thực tế có nhiều cách để bù các thành phần này, có thể dùng một mạng tách để tính các thành phần của vectơ đặt u_{sdc}, u_{sqc} dựa trên các thông số của động cơ và các thành phần của vectơ dòng điện cần i_{sdc}, i_{sqc}.

a3) Các phương pháp điều khiển R–FOC điều khiển dòng

Vấn đề cơ bản trong việc thực hiện các bộ biến tần điều khiển dòng cho phương pháp điều khiển R–FOC là việc chọn phương pháp điều khiển dòng thích hợp, vì nó ảnh hưởng đến cả các tham số đạt được cũng như cấu trúc toàn bộ hệ thống điều khiển.



Hình 5.38.Cấu trúc hệ điều khiển hướng trường *gián tiếp* trong vùng từ thông không đổi, động cơ cấp nguồn từ biến tần *điều khiển dòng*

Trong sơ đồ cấu trúc điều khiển điển hình, vòng điều khiển dòng điện điều biến độ rộng xung PWM hoạt động ở hệ tọa độ hướng trường đồng bộ d–q như chỉ ra trên hình 5.38 và hình 5.39. Các dòng điện stato phản hồi i_{sd}, i_{sq} thu được từ các giá trị đo được i_A, i_B thông qua bộ chuyển đổi tọa độ ABC/αβ:

$$i_{s\alpha} = i_{sA} \tag{5.147}$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \tag{5.148}$$

tiếp theo được chuyển đổi tọa độ αβ/dq:

$$i_{sd} = i_{s\alpha}\cos\gamma_s + i_{s\beta}\sin\gamma_s \tag{5.149}$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha}\sin\gamma_s + i_{s\beta}\cos\gamma_s \tag{5.150}$$

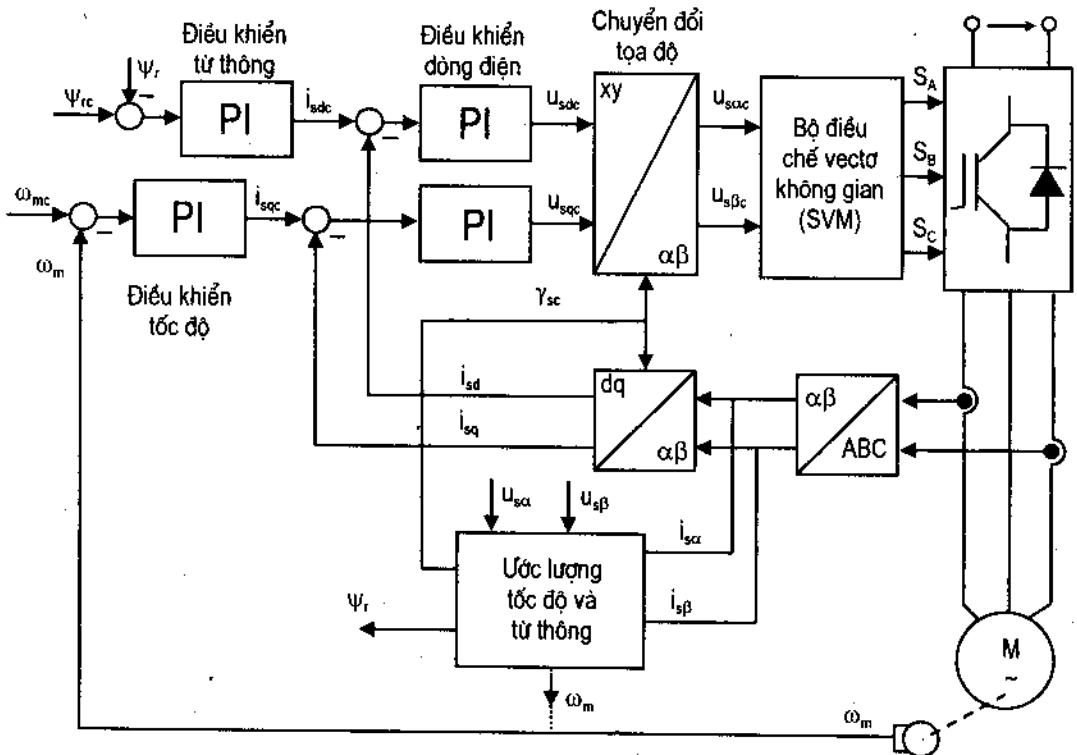
Các bộ điều khiển dòng điện PI tạo ra các thành phần của vectơ điện áp đặt u_{sdc}, u_{sqc}. Sau đó các giá trị này được chuyển đổi về hệ tọa độ αβ:

$$u_{s\alpha c} = u_{sdc}\cos\gamma_s - u_{sqc}\sin\gamma_s \quad (5.151)$$

$$u_{s\beta c} = u_{sdc}\sin\gamma_s + u_{sqc}\cos\gamma_s \quad (5.152)$$

Cuối cùng chúng được đưa tới bộ điều chế vectơ không gian (SVM). Bộ điều chế vectơ không gian sẽ tính toán các tín hiệu chuyển mạch S_A, S_B, S_C cho các van bán dẫn của bộ nghịch lưu PWM của bộ biến tần.

Thông tin quan trong trong phương pháp điều khiển hướng trường FOC là *vị trí vectơ từ thông* γ_s cần thiết cho việc chuyển đổi tọa độ có thể thu được theo hai cách cơ bản, tương ứng với 2 phương pháp là phương pháp điều khiển hướng trường *gián tiếp* và phương pháp điều khiển hướng trường *trực tiếp*. Hầu hết các tài liệu chuyên ngành đều sử dụng định nghĩa sau: Trong phương pháp FOC gián tiếp, vị trí vectơ từ thông γ_s được xác định từ các giá trị đặt và tốc độ hoặc vị trí roto đo được, xem hình 5.38. Trong khi đó, phương pháp FOC trực tiếp, vị trí vectơ từ thông γ_s được đo trực tiếp hoặc ước lượng, xem hình 5.39.



Hình 5.39. Cấu trúc hệ điều khiển hướng trường *trực tiếp* trong vùng từ thông không đổi, động cơ cấp nguồn từ biến tần *điều khiển dòng*

a4) Phương pháp điều khiển hướng trường gián tiếp

Khối chức năng chính trong phương pháp này được gọi là *bộ điều khiển vectơ gián tiếp* (xem hình 5.40) thực hiện các quan hệ thu được từ các phương trình mô tả động cơ như sau:

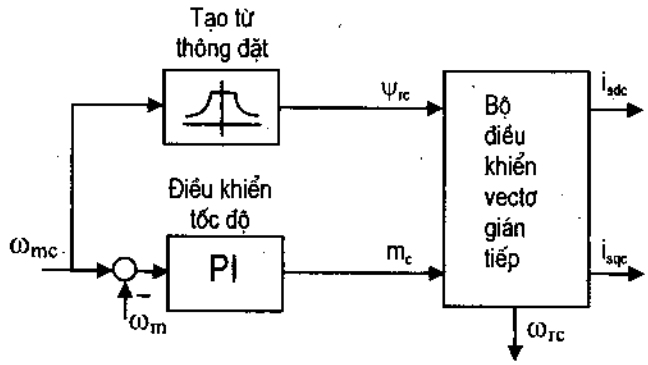
$$i_{sdc} = \frac{1}{x_{Mc}}\left(\psi_{rc} + T_{rc}\frac{d\psi_{rc}}{dt}\right) \quad (5.153)$$

$$i_{sqc} = \frac{x_{rc}}{x_{Mc}} \frac{m_c}{\psi_{rc}} \tag{5.154}$$

$$\omega_{rc} = x_{Mc} \frac{T_N}{T_{rc}} \frac{i_{sqc}}{\psi_{rc}} \tag{5.155}$$

trong đó các chỉ số có chữ c để chỉ đó là giá trị đặt (lệnh). Các phương trình này mô tả cả vùng điều khiển từ thông không đổi và vùng giảm từ thông.

Trong trường hợp hệ hoạt động ở vùng từ thông không đổi ψ_{rc} = const, các phương trình đó trở nên đơn giản như sau:



Hình 5.40. Mở rộng vùng điều khiển từ thông phương pháp FOC gián tiếp

$$i_{sdc} = \frac{\psi_{rc}}{x_{Mc}} \tag{5.156}$$

$$i_{sqc} \sim m_c \tag{5.157}$$

$$\omega_{rc} \sim \frac{T_N}{T_{rc}} i_{sqc} \tag{5.158}$$

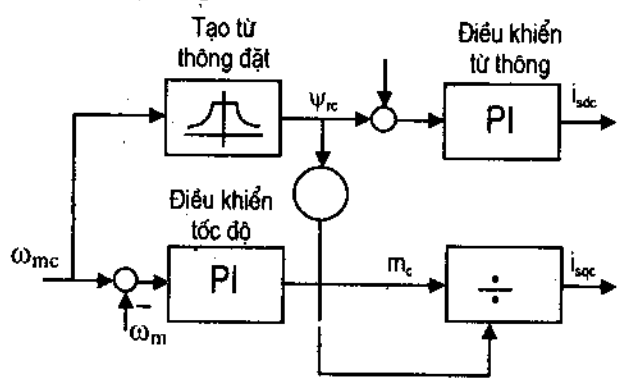
Tương ứng với trường hợp cấu trúc điều khiển hình 5.38 và 5.40. Vị trí vectơ từ thông γ_{sc} được tính như sau:

$$\gamma_{sc} = \frac{1}{T_N} \int_0^t (\omega_m + \omega_{rc}) dt = \frac{1}{T_N} \int_0^t \omega_s dt \tag{5.159}$$

trong đó ω_m là tốc độ quay của roto động cơ và được đo bằng cảm biến tốc độ hoặc ước lượng ($\hat{\omega}_m$) từ các giá trị dòng điện ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) và điện áp ($u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$).

a5) Phương pháp điều khiển hướng trường trực tiếp

Khối chức năng chính trong phương pháp này là bộ ước lượng vectơ từ thông (hoặc cảm biến từ thông). Khối này làm nhiệm vụ cho ra vị trí γ_s và biên độ của vectơ từ thông roto ψ_r. Biên độ của từ thông này ψ_r được điều khiển vòng kín và bộ điều khiển từ thông phát ra dòng điện sinh từ thông đặt i_{sdc}. Khi điều khiển động cơ ở vùng trên tốc độ cơ bản hay vùng giảm từ trường được thực hiện



Hình 5.41. Mở rộng vùng điều khiển từ thông phương pháp FOC trực tiếp

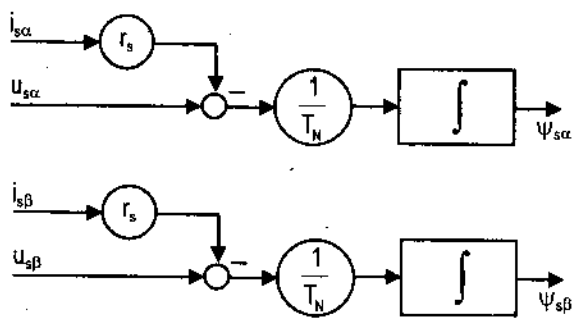
bằng cách dùng bộ tạo từ thông đặt với đầu vào là tốc độ đặt (hình 5.41). Trong vùng điều khiển từ trường yếu, dòng điện sinh mômen đặt i_{sqc} được tính toán nhờ bộ tách từ thông với các đầu vào là từ thông ψ_{rc} và mômen đặt m_c.

Nếu tín hiệu mômen m đã có sẵn thì bộ tách từ thông có thể được thay thế bằng một bộ điều khiển mômen PI để phát ra tín hiệu dòng sinh mômen i_{sqc}. Trong cả hai trường hợp này thì ảnh hưởng của biến từ thông đều được bù. Tuy nhiên, biên độ vectơ dòng điện stato phải được giới hạn:

$$\sqrt{i_{sdc}^2 + i_{sqc}^2} \le i_{s\max} \qquad (5.160)$$

a6) Ước lượng vectơ từ thông

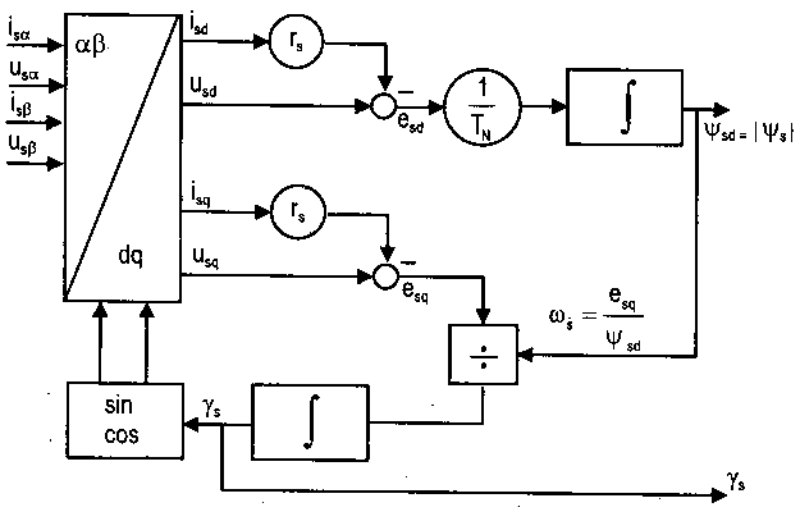
Để tránh phải sử dụng các cảm biến hoặc các cuộn dây đo từ thông trong động cơ, người ta đưa ra nhiều phương pháp ước lượng vectơ từ thông được biết với tên *mô hình từ thông* hay *bộ ước lượng từ thông*. Các bộ ước lượng này là các mô hình sử dụng các phương trình mô tả động cơ trên cơ sở các thông số có thể đo một cách dễ dàng như điện áp, dòng điện hoặc tốc độ/vị trí roto động cơ.



Hình 5.42. Ước lượng vectơ từ thông stato trong hệ tọa độ αβ

Các bộ ước lượng vectơ từ thông stato: Kết hợp các phương trình điện áp stato ở hệ tọa độ cố định αβ ta thu được các thành phần của vectơ từ thông stato như sau:

$$\psi_{s\alpha} = \frac{1}{T_N}\int_0^t (u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha})dt \qquad (5.161); \quad \psi_{s\beta} = \frac{1}{T_N}\int_0^t (u_{s\beta} - r_s i_{s\beta})dt \qquad (5.162)$$



Hình 5.43. Ước lượng vectơ từ thông stato trong hệ tọa độ cực

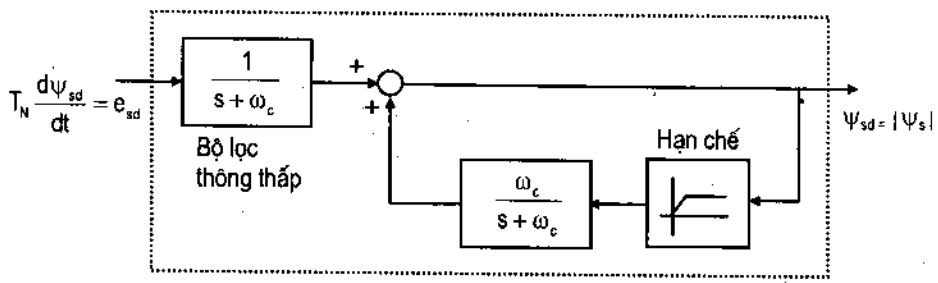
Sơ đồ khối của bộ ước lượng từ thông stato được chỉ ra trên hình 5.42. Một cách ước lượng chính xác hơn khi từ thông stato được tính toán dùng hệ tọa độ cực $\psi_s=[\psi_s, \gamma_s]$ như chỉ ra trên hình 5.43. Trong phương pháp này sử dụng một bộ chuyển đổi tọa độ αβ/dq để chuyển phương trình stato động cơ về hệ tọa độ trường. Để khử sai lệch một chiều của phép

tích phân vòng hở, khâu tích phân thuần ($y = \frac{1}{s}x$) có thể được viết lại như sau:

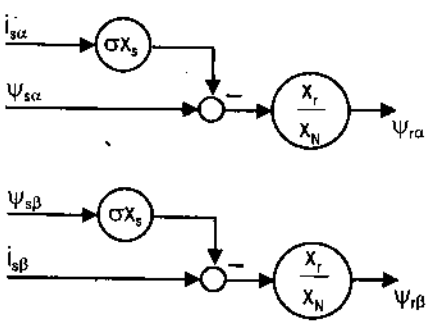
$$y = \frac{1}{s+\omega_c}x + \frac{\omega_c}{s+\omega_c}y \tag{5.163}$$

trong đó x và y là các tín hiệu vào và ra của hệ thống, và ω_c là tần số cắt.

Phần đầu của công thức (5.163) chính là bộ lọc thông thấp, phần thứ hai của công thức thực hiện một phép phản hồi để bù sai số đầu ra. Sơ đồ khối của bộ tích phân cải tiến này thể hiện trên hình 5.44. Trên hình 5.44 còn bao gồm khối hạn chế dùng để dừng tích phân khi các tín hiệu ra vượt quá biên độ từ thông stato đặt.



Hình 5.44. Bộ tích phân cải tiến để tính biên độ từ thông stato



Hình 5.45. Bộ ước lượng từ thông roto dựa trên kết quả tính từ thông stato

Bộ ước lượng vectơ từ thông roto: Khi vectơ từ thông stato ψ_s đã biết thì vectơ từ thông roto có thể dễ dàng xác định dùng công thức sau:

$$\psi_r = \frac{x_r}{x_m}(\psi_s - \sigma x_s i_s)$$

Công thức này được thể hiện như là một khối chức năng trong hệ tọa độ cố định αβ như hình 5.45.

Có rất nhiều các phương pháp ước lượng từ thông roto khác dựa trên việc đo tốc độ hoặc vị trí roto đã được đưa ra.

b) Điều khiển hướng trường stato S–FOC (điều khiển tựa theo từ trường stato)

Từ hình 5.37 ta thấy trong hệ tọa độ hướng trường stato D–Q ta có:

$\psi_{sD} = \psi_s$, $\psi_{sQ} = 0$, và tốc độ quay của hệ trục tọa độ là $\omega_{s\psi} = \omega_s$.

b1) Phương trình điện áp roto

Phương trình điện áp roto trong hệ tọa độ từ thông stato:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = -\frac{\psi_s}{T_r} - j\omega_r\frac{\psi_s}{T_N} + \sigma x_s\frac{di_s}{dt} + \frac{x_s}{T_r}i_s + j\omega_r\frac{\sigma x_s}{T_N}i_s \tag{5.164}$$

trong đó $\sigma = 1 - \frac{x_M^2}{x_s x_r}$ là hệ số tản tổng, và $\omega_r = \omega_s - \omega_m$ là tần số trượt.

Phương trình (5.164) có thể khai triển theo các thành phần như sau:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = -\frac{\psi_s}{T_r} + \sigma x_s \frac{di_{sD}}{dt} + \frac{x_s}{T_r} i_{sD} - \omega_r \frac{\sigma x_s}{T_N} i_{sQ} \tag{5.165}$$

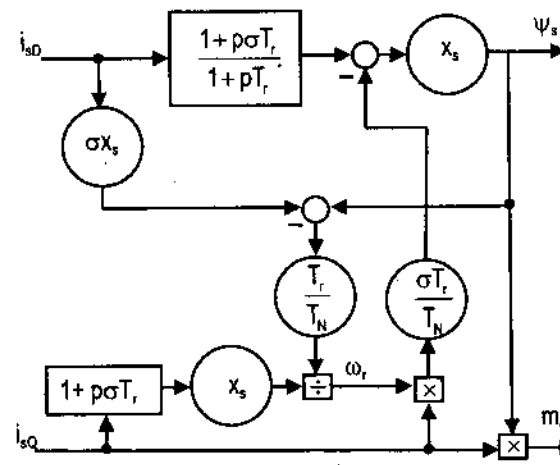
$$\frac{\omega_r}{T_N}\left(\psi_s - \sigma x_s i_{sD}\right) = \sigma x_s \frac{di_{sQ}}{dt} + \frac{x_s}{T_r} i_{sQ} \tag{5.166}$$

Mômen động cơ có thể tính theo công thức:

$$m = \psi_s i_{sQ} = x_M i_{Ms} i_{sQ} \tag{5.167}$$

i_{Ms} – Dòng điện từ hóa stato.

Từ (5.165) và (5.166) ta thấy thành phần dòng điện sinh mômen i_{sQ} vẫn hiện diện trong biểu thức tính từ thông stato động cơ ψ_s. Điều này thấy rõ qua hình 5.46. Do đó, nếu động cơ được cấp từ biến tần điều khiển dòng thì cần phải có một mạng tách để khử sự tác động này và do đó làm cấu trúc điều khiển phức tạp hơn hệ truyền động sử dụng R–FOC.



Hình 5.46. Cơ chế sinh mômen trong phương pháp S–FOC

b2) Phương trình điện áp stato trong hệ tọa độ từ thông stato

Phương trình điện áp stato viết ở hệ tọa độ quay ω_K bất kỳ:

$$u_{sK} = r_s i_{sK} + T_N \frac{d\psi_{sK}}{dt} + j\omega_K \psi_{sK} \tag{5.168}$$

Khai triển thành các thành phần trong hệ tọa độ từ thông stato:

$$u_{sD} = r_s i_{sD} + T_N \frac{d\psi_s}{dt} \tag{5.169}$$

$$u_{sQ} = r_s i_{sQ} + \omega_s \psi_s \tag{5.170}$$

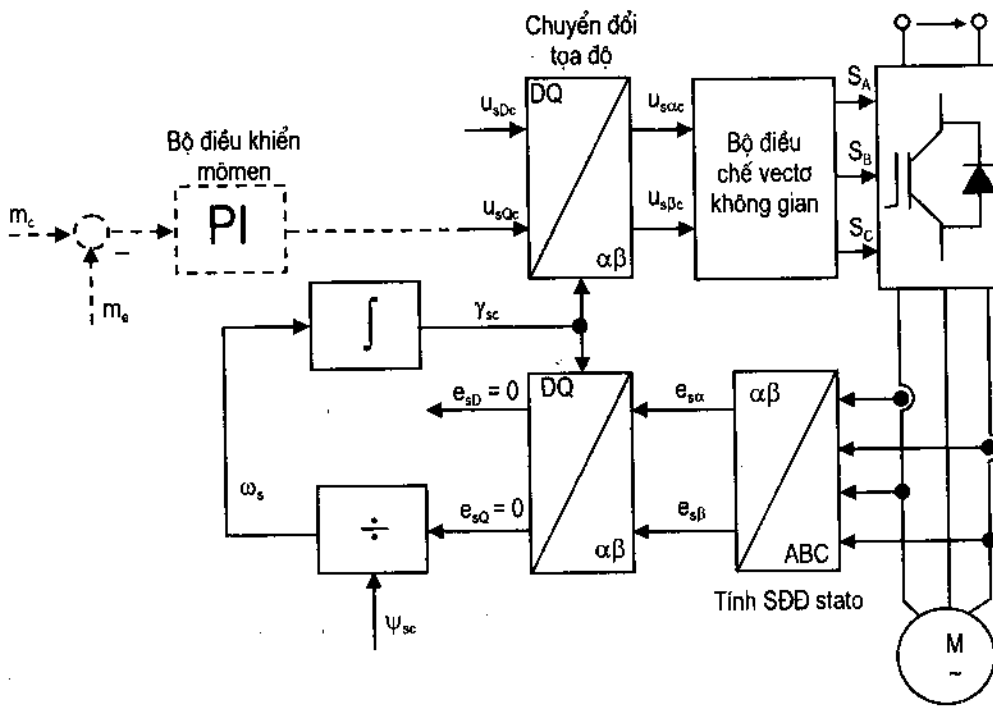
So với phương trình điện áp stato viết trong hệ tọa độ từ thông roto (5.145) và (5.146) thì phương trình điện áp stato viết ở hệ tọa độ từ thông stato đơn giản hơn rất nhiều. Nếu biên độ từ thông stato ψ_s không đổi thì chỉ thành phần sức điện động $\omega_s \psi_s$ cần phải bù.

b3) Điều khiển S–FOC điều khiển điện áp: Hướng trường tự nhiên (NFO)

Việc thực hiện S–FOC sẽ đơn giản hơn nhiều nếu sử dụng biến tần PWM điều khiển điện áp. Đơn giản hơn nữa có thể đạt được khi thay vì hướng theo từ thông stato, ta hướng theo sức điện động stato (hình 5.37). Phương pháp này gọi là phương pháp hướng trường tự nhiên (NFO). Phương pháp NFO được phát triển từ mô hình từ thông stato (hình 5.43) khi cho $e_{sd} = 0$, trở thành hình 5.47.

Việc thiếu các vòng điều khiển dòng điện và chỉ cần phép ước lượng sức điện động stato chỉ phụ thuộc r_s làm cho phương pháp này hứa hẹn nhiều hấp dẫn. Tuy nhiên, do động học khi điều khiển mômen bị giới hạn bởi hành vi tự nhiên của động cơ (chủ yếu phụ thuộc hằng số thời gian roto, đối với động cơ công suất trung bình và lớn có thể ở dải 0,2 ÷ 1s). Do đó, phương pháp NFO sẽ thích hợp khi điều khiển với các động cơ công suất thấp (cỡ dưới 10kW) hoặc các ứng dụng yêu cầu chất lượng động học thấp (tương đương phương pháp điều khiển U/f không đổi). Để cải thiện động học của hệ thống, ta có thể đưa thêm vòng điều khiển mômen như phần nét đứt trên hình 5.47.

Một bộ ước lượng mômen trực tuyến (online) cần thiết để tính ra tín hiệu mômen phản hồi, và do đó cấu trúc hệ thống cuối cùng tương tự như hệ truyền động điều khiển mômen trực tiếp DTC.



Hình 5.47. Phương pháp S–FOC điều khiển áp: NFO

c) So sánh điều khiển R–FOC và S–FOC

Các ưu điểm và nhược điểm chính của 2 phương pháp điều khiển được tổng kết trong hảng 5.2.

Bảng 5.2. So sánh điều khiển R–FOC và S–FOC

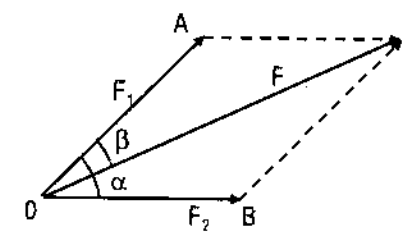
R–FOC	S–FOC
Nếu biên độ từ thông không đổi, quan hệ giữa các biến điều khiển (i_{sd}, i_{sq}) và mômen (tốc độ) là tuyến tính	Nếu biên độ từ thông không đổi, vẫn tồn tại sự tương tác của các biến điều khiển (i_{sd}, i_{sq}) và mômen (tốc độ).
Phương trình điện áp rotơ đơn giản, do đó thực hiện điều khiển dễ dàng với bộ nghịch lưu PWM điều khiển dòng (không yêu cầu mạch tách)	Phương trình điện áp rotơ phức tạp, do đó ngay cả khi sử dụng bộ nghịch lưu PWM điều khiển dòng vẫn cần có mạch tách.
Phương trình điện áp stato phức tạp và cần mạch tách	Phương trình điện áp stato đơn giản và cần mạch tách đơn giản
Ước lượng từ thông: $\psi_r = (x_r / x_M)[\int(u_s - r_s i_s)dt - \sigma x_s i_s]$ phụ thuộc 2 thông số (r_s, σx_s)	Ước lượng từ thông: $\psi_s = \int(u_s - r_s i_s)dt$ chỉ phụ thuộc 1 thông số động cơ r_s

Từ hảng 5.2 ta thấy phương pháp điều khiển R–FOC thực hiện sẽ rất đơn giản nếu động cơ được cấp từ biến tần điều khiển dòng. Ngược lại, với phương pháp điều khiển S–FOC thực hiện đơn giản nhất nếu động cơ được cấp từ biến tần nguồn áp.

5.6. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ BƯỚC

5.6.1. Khái quát chung

Với động cơ bước m pha, lực điện từ có thể điều khiển roto cố định tại một vị trí bất kỳ trong không gian của một bước giữa hai cuộn hây kế tiếp nhau. Như vậy, việc điều khiển động cơ bước có thể tiến hành theo ba chế độ điển hình.



Hình 5.48. Quan hệ vectơ STĐ các cuộn dây khi điều khiển động cơ bước

Biểu thức toán học cho ba chế độ điển hình.

Hình 5.48 vẽ mối quan hệ vectơ lực điện từ F_1, F_2 của hai cuộn dây 1 và 2 khi được cấp dòng điện đơn cực và vectơ tổng F.

Như đã biết, vị trí của roto được quyết định bởi chiều của vectơ F, do đó điều khiển vectơ F là điều khiển vị trí của roto. Mặt khác, từ hình 5.48 thấy rằng hướng của vectơ F sẽ thay đổi theo giá trị của các lực điện từ F_1, F_2.

Gọi β là góc vi bước tạo bởi vectơ F_1 và F, áp dụng các hệ thức lượng trong hình bình hành OACB và các tam giác OAB, OAC, OAD sau khi biến đổi ta có:

$$\cos\beta = \frac{OA + OB.\cos\alpha}{\sqrt{OA^2 + OB^2 + 2.OA.OB.\cos\alpha}}$$

$$\cos\beta = \frac{F_1 + F_2.\cos\alpha}{\sqrt{F_1^2 + F_2^2 + 2.F_1.F_2.\cos\alpha}} \qquad (5.171)$$

Từ đây có thể thấy rằng có thể điều khiển góc β trong ba trường hợp sau:

a) Điều khiển cả bước

Bước 1 cho $F_1 = F$, $F_2 = 0$, $\cos\beta = F/F = 1$ nên $\beta = 0$, roto đồng trục với cuộn dây 1.

Bước 2 cho $F_1 = 0$, $F_2 = F$, $\cos\beta = \cos\alpha$ nên $\beta = \alpha$, roto đồng trục với cuộn dây 2.

b) Điều khiển nửa bước

Bước 1 cho $F_1 = F$, $F_2 = 0$, roto đồng trục với cuộn dây 1.

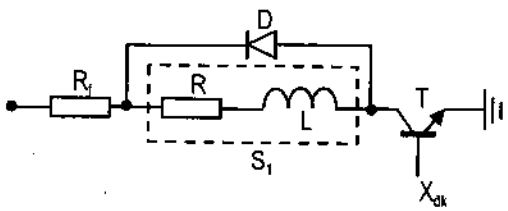
Bước 2 cho $F_1 = F_2 = F$, nên $\beta = \alpha/2$, roto đồng trục với cuộn dây 1.

Bước 3 cho $F_1 = 0$, $F_2 = F$, roto đồng trục với cuộn dây 2.

c) Điều khiển vi bước

Bằng cách điều khiển giá trị của F_1, F_2 có thể điều khiển góc β có các giá trị khác nhau trong khoảng 0 đến α.

5.6.2. Điều khiển dòng điện I và điện áp U cấp cho cuộn dây stato



Hình 5.49. Mạch cấp điện 1 pha cho động cơ bước

Hình 5.49 vẽ sơ đồ cấp điện điển hình cho cuộn dây stato động cơ bước.

a) Xét trường hợp điều khiển cả bước

Muốn cho roto động cơ dịch một bước phải cắt dòng điện cuộn thứ i, cho dòng điện vào cuộn thứ i+1 (mở khoá K_i, đóng khoá K_{i+1}). Tại thời điểm cắt cuộn dây i có tích luỹ một năng lượng $Li^2/2$ và đặc trưng bằng sức điện động : $e_L = -L\frac{di}{dt}$ tại cuộn dây i+1 dòng điện quá độ được đặc trưng bởi phương trình:

$$U_N = E + L\frac{di}{dt} + iR_\Sigma \qquad (5.172)$$

U_N – Điện áp nguồn lưới cho cuộn dây;

i – Dòng điện của cuộn dây;

$R_\Sigma = R + R_f$;

E – Sức điện động cảm ứng trong cuộn dây stato khi roto (nam châm vĩnh cửu) quay. Khi roto đứng yên giá trị này bằng 0.

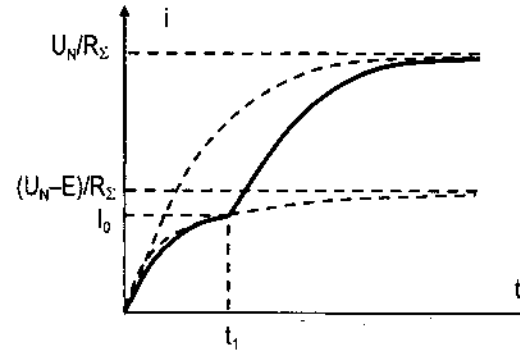
Giải phương trình trên, có nghiệm:

$$i = \frac{U_N - E}{R_\Sigma}\left(1 - e^{\frac{t}{T}}\right) \qquad (5.173)$$

Trong đó : $T = L/R_\Sigma$ – hằng số thời gian điện từ của mạch stato.

Như vậy, dòng điện không xác lập ngay mà tăng lên từ từ. Quá trình tăng dòng điện stato qua ba giai đoạn : khi bắt đầu khởi động E = 0 dòng điện tăng với hệ số góc U_N/L, ngay sau điểm khởi động có sức điện động E dòng điện tăng với hệ số góc : $(U_N - E)/L$ cho đến khi roto dừng ở vị trí mới, lúc đó dòng điện đạt giá trị I_0, sau đó dòng điện tiếp tục tăng đến $I_{XL} = \frac{U_N}{R_\Sigma}$.

Sự biến thiên dòng điện này được mô tả trên hình 5.50.



Hình 5.50. Biến thiên dòng điện stator động cơ bước khi điều khiển cả bước

Từ lập luận trên, ta có một số kết luận sau:

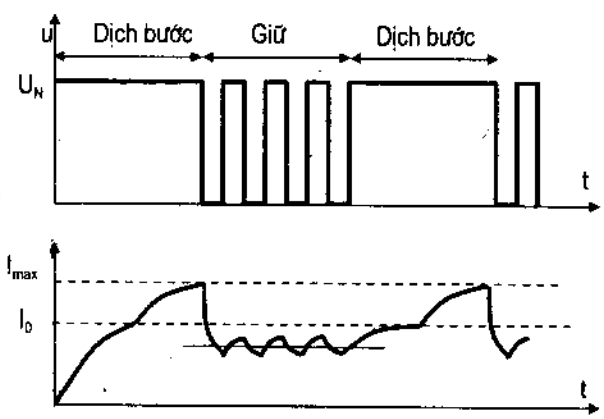
– Nếu động cơ quay từng bước rồi dừng, dòng điện xác lập thiết kế $I_{XL} = \frac{U_N}{R_\Sigma}$ không được vượt quá dòng điện cực đại của động cơ.

– Nếu sau khoảng t_1 động cơ đã quay xong góc bước θ cho chuyển mạch sang bước kế tiếp thì dòng điện không đạt giá trị xác lập $I_{XL} = \frac{U_N}{R_\Sigma}$. Do đó, khi động cơ quay với tốc độ cao dòng điện trong động cơ nhỏ.

– Nếu tăng I_{XL}, thời gian để động cơ dịch được một bước nhanh hơn, do dòng điện đạt I_0 nhanh hơn. Điều đó giải thích tại sao muốn động cơ quay nhanh hơn thì phải cấp điện áp lớn hơn.

– Nếu dòng điện chưa đạt đến giá trị I_0 khi $t < t_1$, thì chưa chắc động cơ đã quay được một bước. Đối với đa số động cơ bước, t_1 vào khoảng 60μs.

b) Điều khiển bằng hệ số L/R



Hình 5.51. Điện áp và dòng điện động cơ bước khi điều khiển độ rộng xung

Đây là cách điều khiển đơn giản nhất, nó thường được lựa chọn cho động cơ công suất nhỏ.

Bản chất của phương pháp điều khiển này, là ở trạng thái giữ thì nguồn chịu tải chính là R_f, còn khi dịch bước thì nguồn chịu tải chính là cảm kháng Z_L của động cơ.

Khi sử dụng động cơ quay với tốc độ cao phải chọn U_N lớn (có thể tới 7÷15 lần điện áp định mức U_{dm}). Do đó, khi ở chế độ giữ, công suất

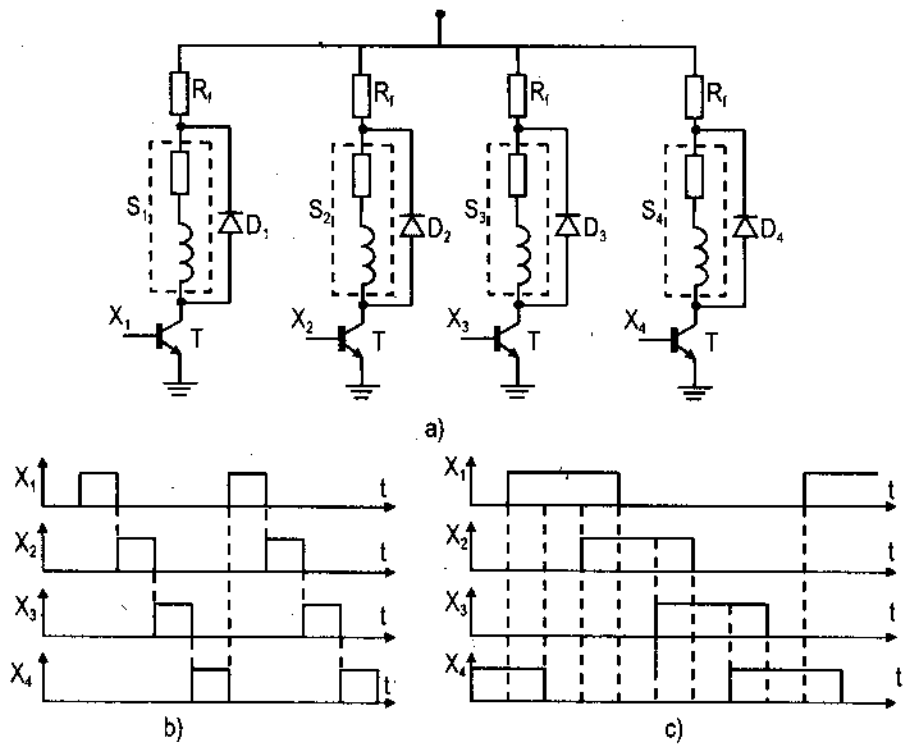
tổn hao trên điện trở nối tiếp R_f rất lớn:

$$\Delta P = R_S.I^2 = \frac{(U_N - U_{đm})^2}{R_f} \quad (5.174)$$

c) Điều khiển bằng độ rộng xung

Bản chất của phương pháp này là: ở chế độ dịch bước, cuộn dây stato được cấp một xung có độ rộng, sao cho roto có thể dịch được bước, nghĩa là dòng điện đạt tới giá trị $I_0 \le i \le I_{max}$; sau khi dịch bước, ở chế độ giữ cấp xung điện áp với tần số cao, lúc này cuộn dây stato lọc dòng điện để có dòng điện trung bình nhỏ để giữ động cơ (hình 5.51).

Mạch điều khiển động cơ bốn pha và các xung điều khiển được vẽ trên hình 5.52b.



Hình 5.52. Mạch điện và dạng xung điều khiển động cơ bước 4 pha.

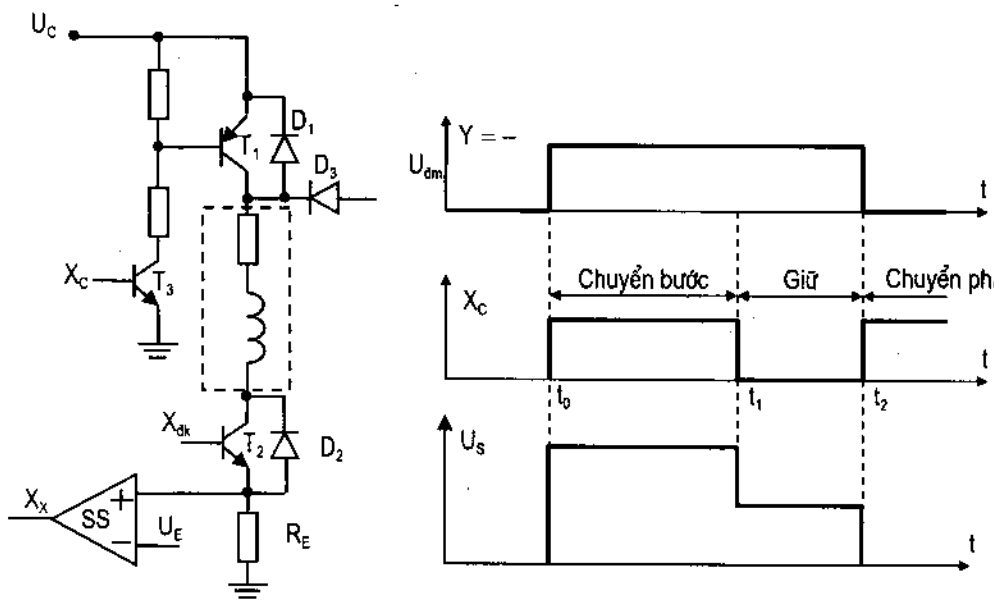
d) Điều khiển bằng điện áp hai mức

– Nguyên tắc điều khiển

Khi ở chế độ giữ, cấp cho cuộn dây stato một điện áp thấp bằng điện áp định mức. Khi ở chế độ dịch bước, cấp cho cuộn dây stato một điện áp cao hơn định mức, khi dòng điện đạt tới giá trị dịch bước chuyển từ điện áp cao về điện áp thấp.

Sơ đồ điều khiển điện áp stato hai mức vẽ trên hình 5.53. Tại thời điểm t_0 thực hiện lệnh bước, cấp xung X_{dk} và X_C mức 1 cho hai tranzitor T_2, T_3, điện áp cao U_C được cấp cho động cơ. Điốt D_3 khoá không cho nguồn U_{dm} đưa vào động cơ cũng như không cho nguồn

điện áp cao U_C đưa tới nguồn định mức. Dòng điện trên stato tăng dần cho đến khi $iR_E = I_{max}R_E = U_E$, bộ so sánh SS xuất một xung X_X xoá tín hiệu X_C, T_1 khoá, ngắt điện áp cao đưa vào stato. Do T_1 khoá nên D_3 dẫn để đưa điện áp định mức vào stato động cơ.



Hình 5.53. Điều khiển điện áp hai mức
a) Sơ đồ; b) Giản đồ xung và điện áp stato

– Điều khiển bằng điện áp hai mức có ưu điểm:

+ Mạch điều khiển đơn giản, hoạt động chính xác, dễ hiệu chỉnh.

+ Tổn hao điều khiển nhỏ.

+ Ít nhiễu thông tin cho các thiết bị khác.

+ Tuy nhiên không được áp dụng cho điều khiển vi bước.

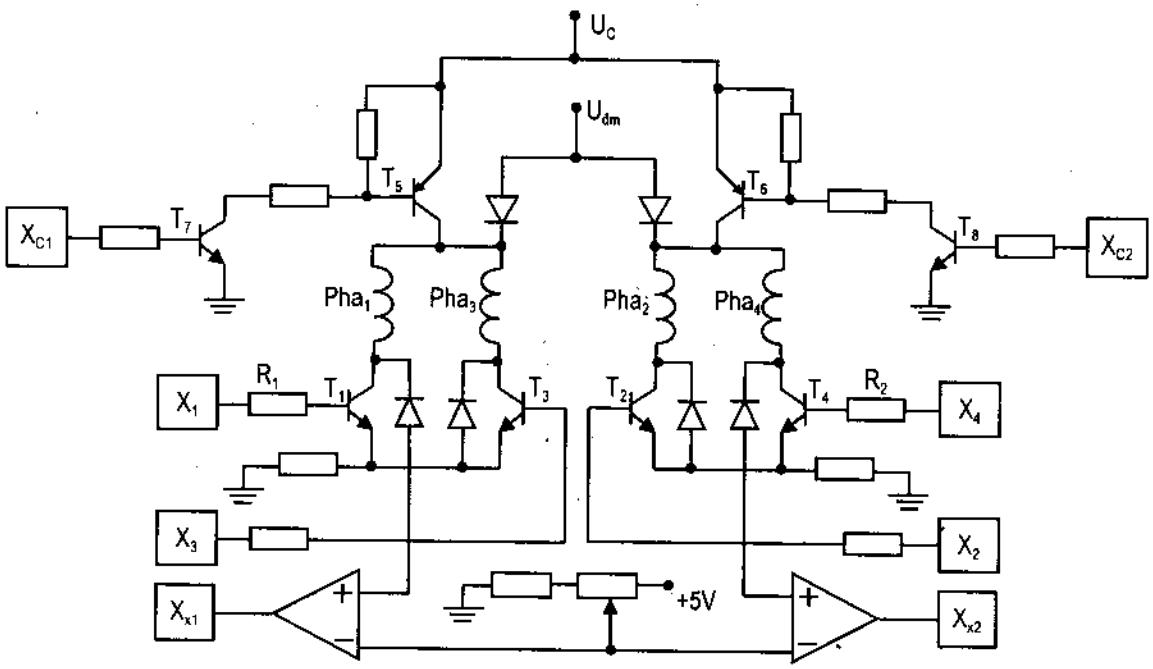
– Điều khiển động cơ bốn pha bằng điện áp hai mức

Mạch điều khiển động cơ bốn pha bằng điện áp hai mức được vẽ trên hình 5.54.

Bốn cuộn dây pha được nối từng cặp với nhau (các pha 1 với 3 và pha 2 với 4). Nguồn lưới định mức U_{dm} qua hai điốt được cấp tới các điểm nối chung các pha trên. Nguồn lưới điện áp cao U_C được cấp tới các cuộn dây thông qua T_5, T_6. Các xung điều khiển nguồn cao là các tín hiệu X_{C1}, X_{C2}. Hai bộ so sánh SS_1, SS_2 để tạo xung xóa cho các tranzitor T_5, T_6.

Các xung điều khiển X_1, X_2, X_3, X_4 có dạng như trên hình 5.52b, c cho các chế độ điều khiển cả bước và nửa bước.

Ngoài ra, để tăng mômen quay trong chế độ điều khiển cả bước có thể cấp điện đồng thời cho hai cuộn dây pha như trên hình 5.54.

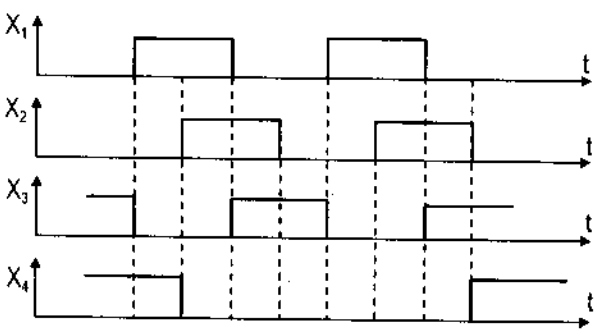


Hình 5.54. Sơ đồ mạch điều khiển động cơ bốn pha điện áp hai mức

Hoạt động của mạch 5.54 có thể giải thích như sau:

Ở trạng thái giữ, tùy thuộc vào các tín hiệu X_1, X_2, X_3, X_4 các tranzitor tương ứng T_1, T_2, T_3, T_4 mở cho dòng điện chạy từ nguồn lưới U_{dm} vào các pha tương ứng.

Tại thời điểm dịch bước X_{C1} hoặc X_{C2} ở mức 1 cấp điện áp cao U_C qua T_5 hay T_6, nguồn lưới định mức tự động cắt nhờ các điốt tương ứng.



Hình 5.55. Giản đồ xung điều khiển động cơ bốn pha.

Khi dòng điện chay qua R_1, R_2 đạt đến giá trị đặt trước (dòng điện này được đặt theo trị số dòng điện đã dịch bước xong của động cơ), các bộ so sánh SS_1 SS_2 chuyển xuống mức thấp cắt tín hiệu X_{C1}, X_{C2}, cắt nguồn U_C ra khỏi mạch.

Mạch điều khiển sau khi đã đưa X_{C1}, X_{C2} lên mức cao, có nhiệm vụ giám sát các xung X_{X1}, X_{X2}. Chỉ khi nào nhận được sườn xuống của tín hiệu cần giám sát và đưa tín hiệu X_{C1}, X_{C2} về mức thấp, mạch điều khiển mới được thực hiện nhiệm vụ khác.

e) Điều khiển bằng nguồn dòng

Hình 5.56 vẽ một sơ đồ đơn giản stato cấp điện bằng nguồn dòng. Khi ở chế độ giữ X_{dk} = 1 cuộn dây được cấp điện liên tục với dòng điện không đổi. Ở chế độ khoá tranzitor,

cuộn dây không đòng điện. Khi động cơ quay liên tục, giả sử xung điều khiển là xung vuông có tần số f_0, điện áp trên tải được tính gần đúng:

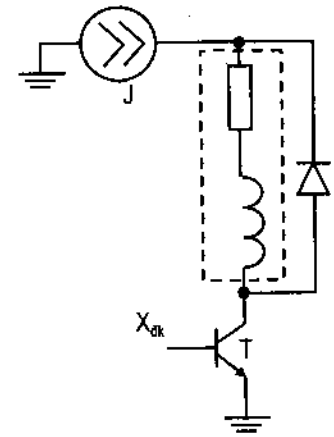
$$U_s \approx \sqrt{(R.I)^2 + (2\pi f_0 L.I)^2} \quad (5.175)$$

Ở thời điểm hắt đầu dịch bước, sườn lên của xung điều khiển X_{dk} thẳng đứng, do dó xét về mặt tần số có thể coi $f = \infty$ nên $Z_T = \infty$, do dó đòng diện không đạt giá trị đòng không đổi ngay được, mà phải từ từ tăng lên. Quá độ này làm cho roto động cơ kbông thể tức thời quay được. Sau quá độ, động cơ chuyển sang chế độ giữ mà không cần một lệnh nào kbác.

Điền khiển bằng nguồn đòng có ưu điểm hơn điều khiển bằng nguồn áp:

Có thể dễ dàng điều khiển chế dộ vi bước (điều khiển đòng điện của nguồn đòng).

Không cần xét tới độ rộng xung khi điều khiển, xung điều khiển chỉ cần tbiết kế theo lệnh dịch bước.



Hình 5.56. Điều khiển động cơ bước bằng nguồn dòng

5.6.3. Điều khiển tốc độ quay động cơ bước

Tốc độ trung bình của động cơ bước được tính:

$$n = f\frac{\theta}{60}\,(\text{vòng / phút})$$

Như vậy, điều khiển động cơ bước có tbể thực hiện bằng cách thay đổi tần số đicb bước f. Tổng quát, tần số dịch bước f kbông đồng nbất với tần số các xung điều khiển, mà nó là tổ hợp của sự biến đổi các trạng thái của các xung điều khiển đó.

Động cơ bước có thể quay với bất kỳ giá trị nào trong phạm vi từ 0 đến tốc dộ cực đại cho pbép. Tuy nbiên, đặc tính cơ của động cơ bước đa đạng và nó được nhà chế tạo cung cấp. Các động cơ hước còn giữ được mômen lớn khi tốc độ chưa lớn (dưới 300 vòng/phút), lên vận tốc cao hơn mômen giảm nhanh khi tăng tốc độ.

Do tính chất đặc biệt, động cơ bước có thể đừng đột ngột ở bất kỳ vị trí nào, khi đang qnay với bất kỳ tốc độ nào trong đải cho phóp. Vì vậy động cơ bước ít được dùng cho các thiết bị cần qnay với tốc độ đều mà nó dược sử đụng chủ yếu để điều khiển thích nghi, nghĩa là tốc độ biến thiên liên tục, thậm chí động cơ phải dừng và dứng yên tại vị trí cần thiết.

5.6.4. Đảo chiều động cơ bước

Chiều quay của động cơ bước phụ thuộc thứ tự chuyển dịch các bước. Ví dụ: roto đang ở bước thứ i, nếu cấp điện để nó chuyển sang bước thứ i+1 (hình 5.52), động cơ quay thuận thì khi cấp điện cho roto chuyển sang bước thứ i–1 động cơ sẽ quay ngược.

Đối với động cơ 2 pha, nếu điều khiển cả hước có 4 trạng thái cấp điện, nếu điều khiển nửa bước có 8 trạng thái cấp điện [14].

Đối với động cơ bốn pha, nếu cấp xung 1 cực thì cũng có 4 và 8 trạng thái cấp điện cho các cuộn dây ứng với hai trường hợp điều khiển cả bước và nửa bước. Bảng 5.3 nêu cách cấp điện nửa bước cho động cơ 4 pha đơn giản.

Bảng 5.3. Cấp điện nửa bước cho động cơ 4 pha đơn giản

Pha xung \ Trạng thái	1	2	8	4	5	6	7	8
X_1	1	1	1	1	0	0	0	1
X_2	0	0	0	1	1	1	1	1
X_3	0	1	1	1	1	1	0	0
X_4	1	1	0	0	0	1	1	1

Với chế độ điều khiển nửa bước thì có cả 8 trạng thái như bảng trên. Với chế độ điều khiển cả hước thì chỉ có 4 trạng thái nhưng có hai cách điều khiển: Nếu chỉ cấp điện cho 1 cuộn dây pha thì 4 trạng thái sẽ là 2, 4, 6 và 8; Còn nếu cấp điện đồng thời cho hai cuộn dây thì 4 trạng thái là 1, 3, 5 và 7.

Tại chế độ điều khiển nửa bước và cả bước cấp điện 1 pha, các pha trước khi đổi chiều dòng điện bao giờ cũng có đoạn nghỉ, do đó mạch công suất hoạt động an toàn. Còn ở chế độ cả bước cấp điện đồng thời 2 pha, các pha luôn có dòng điện chạy qua và đổi chiều lập tức nên không có thời gian ngắt điện, do đó các bóng công suất phải có chế độ đóng ngắt rất tốt, nếu không khi đổi chiều dòng điện chúng sẽ có thời điểm dẫn xuyên nhau, vừa làm nóng hóng bán dẫn vừa làm chậm việc chuyển hước.

Ba phương pháp đổi chiều quay đối với động cơ 2 pha:

a) Đổi chiều quay bằng phần mềm lập trình

– Nếu ta cấp xung theo thứ tự sao cho các trạng thái chuyển dịch có chiều từ trái qua phải thì động cơ sẽ quay phải.

– Nếu ta cấp xung theo thứ tự sao cho các trạng thái dịch chuyển có chiều từ phải qua trái thì động cơ sẽ quay trái.

b) Đổi chiều bằng phần cứng nhờ đảo hai xung X_1 và X_2

Ta đảo hai xung X_1 và X_2 cho nhau theo hảng sau:

Chưa đổi X_1 và X_2 : 1 2 3 4 5 6 7 8

Sau khi đổi X_1 và X_2 : 7 6 5 4 3 2 1 8

Ví dụ, trước khi đổi động cơ đang ở trạng thái 2 và bước tiếp theo quay phải sang trạng thái 3 thì sau khi đổi động cơ sẽ ở trạng thái 6 và chuyển tiếp sang trạng thái 5, có nghĩa là nó sẽ quay trái.

c) Đổi chiều bằng phần cứng nhờ đảo hai xung X_3 và X_4 cho nhau

Chưa đổi X_3 và X_4 : 1 2 3 4 5 6 7 8

Sau khi đổi X_3 và X_4 : 3 2 1 8 7 6 5 4

Ví dụ khi chưa đảo, động cơ đang ở trạng thái 4 và sẽ quay trái sang trạng thái 3, thì sau khi đảo động cơ ở trạng thái 8 và sẽ quay phải về trạng thái 1.

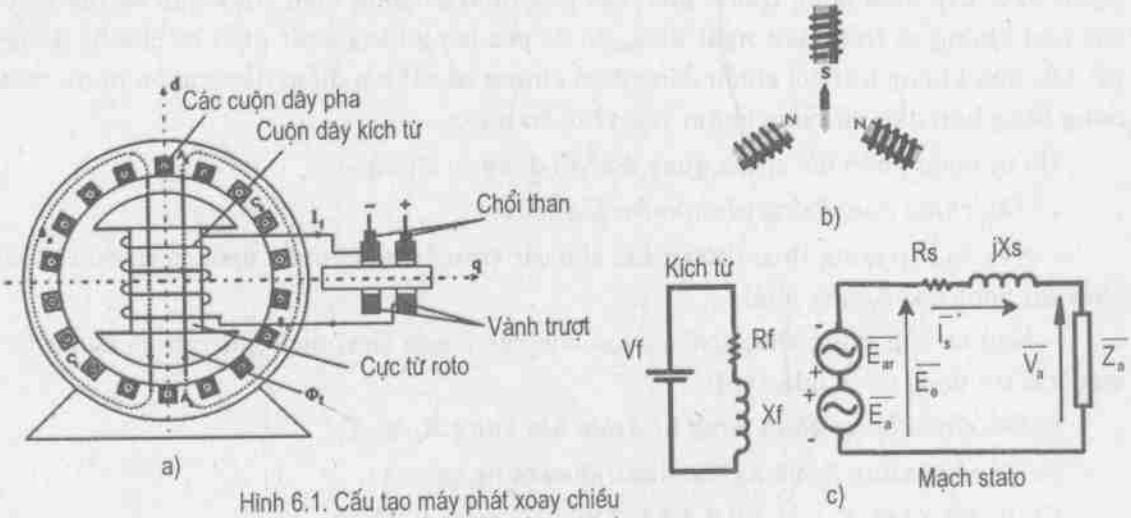
Từ các trường hợp đảo chiều trên, ta có nhận xét: Ba cách đảo chiều trên độc lập với nhau, nếu động cơ đang quay theo một chiều nhất định thì ta đảo chiền bằng bất kỳ cách nào nó đều sẽ quay ngược lại.

CHƯƠNG 6. ỔN ĐỊNH NGUỒN CẤP

Yêu cầu đối với các thiết bị điện khi làm việc phải được cấp nguồn ổn định và không gián đoạn. Sự dao động và gián đoạn của nguồn điện làm cho tuổi thọ các TBĐ bị ảnh hưởng. Những thiết bị điện sản xuất ra điện và cấp nguồn đóng vai trò quan trọng trong việc này. Trong nội dung chương này nghiên cứu ổn định nguồn bằng ổn định từ gốc là ổn định điện áp máy phát và một số loại ổn áp xoay chiều, cấp nguồn liên tục bằng thiết bị cấp nguồn liên tục (UPS).

6.1. ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP MÁY PHÁT ĐIỆN XOAY CHIỀU

6.1.1. Nguyên lý ổn áp máy phát



Hình 6.1. Cấu tạo máy phát xoay chiều
a, b) Hình vẽ kết cấu; c) Sơ đồ thay thế.

Cấu tạo máy phát điện xoay chiều như được giới thiệu trên hình 6.1. Roto là một nam châm điện quay tròn, quét qua các cuộn dây A, B, C, sinh ra trong các cuộn dây pha các điện áp ba pha hình sin. Nam châm trong roto là loại nam châm điện. Từ trường của nam châm sinh ra phụ thuộc dòng điện chạy qua cuộn dây kích từ.

Sức điện động được sinh ra trong cuộn dây stato máy phát điện xoay chiều, do từ thông cuộn dây kích từ tạo nên được tính:

$$E_f = 4{,}44.\ k.\ f.\ W.\ \phi_{dm} \qquad (6.1)$$

$f = \dfrac{p.n}{60}$ – tần số của dòng điện xoay chiều;

k – hệ số dây quấn;

W – số vòng dây của một cuộn dây pha;

ϕ_{dm} – từ thông cực đại dưới một cực của cực từ.

Từ sơ đồ thay thế một pha của máy phát (hình 6.1c), điện áp đầu ra máy phát được tính:

$$U_{MF} = E_f \pm E_{PƯ} - I.Z_S = E_{MF} - I.Z_S \quad (6.2)$$

U_{MF} – điện áp đầu cực máy phát;

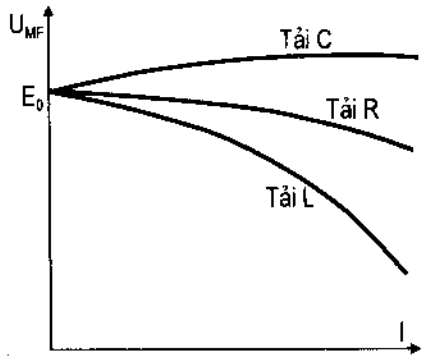
$E_{PƯ}$ – sức điện động do phản ứng của tải, trong đó tải điện cảm từ thông có tính khử từ, dấu – được đặt trước $E_{PƯ}$ ở biểu thức (6.2), tải điện dung có tính trợ từ dấu + được đặt trước $E_{PƯ}$;

Z_S – tổng trở stato máy phát;

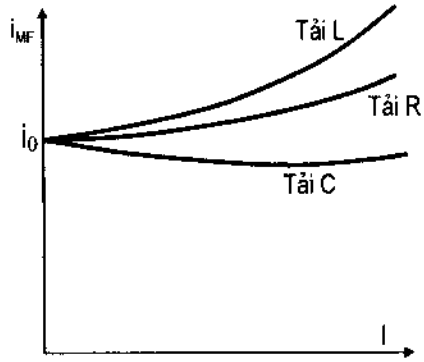
I – dòng điện tải máy phát.

Khi làm việc, nếu giữ từ thông không đổi, ta có đặc tính ngoài của máy phát điện có dạng như trên hình 6.2. Dòng điện của máy phát điện tăng, điện áp trên đầu cực máy phát điện thay đổi khác nhau theo tính chất của tải.

Khi tải thuần trở thành phần $E_{PƯ} = 0$, điện áp đầu cực máy phát chỉ bị giảm do thành phần tổn hao trong cuộn dây stato, đường đặc tính ngoài chỉ giảm ít như trên hình 6.2.



Hình 6.2. Đặc tính ngoài của máy điện



Hình 6.3. Đặc tính điều chỉnh của máy điện

Khi tải mang tính điện cảm (ví dụ động cơ điện xoay chiều, máy biến áp), phản ứng phần ứng có tính khử từ (thành phần $E_{PƯ}$ mang dấu $-E_{PƯ}$ trong biểu thức (6.2)), nó tăng khi dòng điện tải tăng. Điều này có thể coi tương đương như từ thông máy điện bị giảm. Do đó, ngoài sụt áp bên trong cuộn dây stato, điện áp máy phát còn bị giảm do từ thông máy phát bị giảm. Do đó, đặc tính ngoài của máy điện dốc hơn.

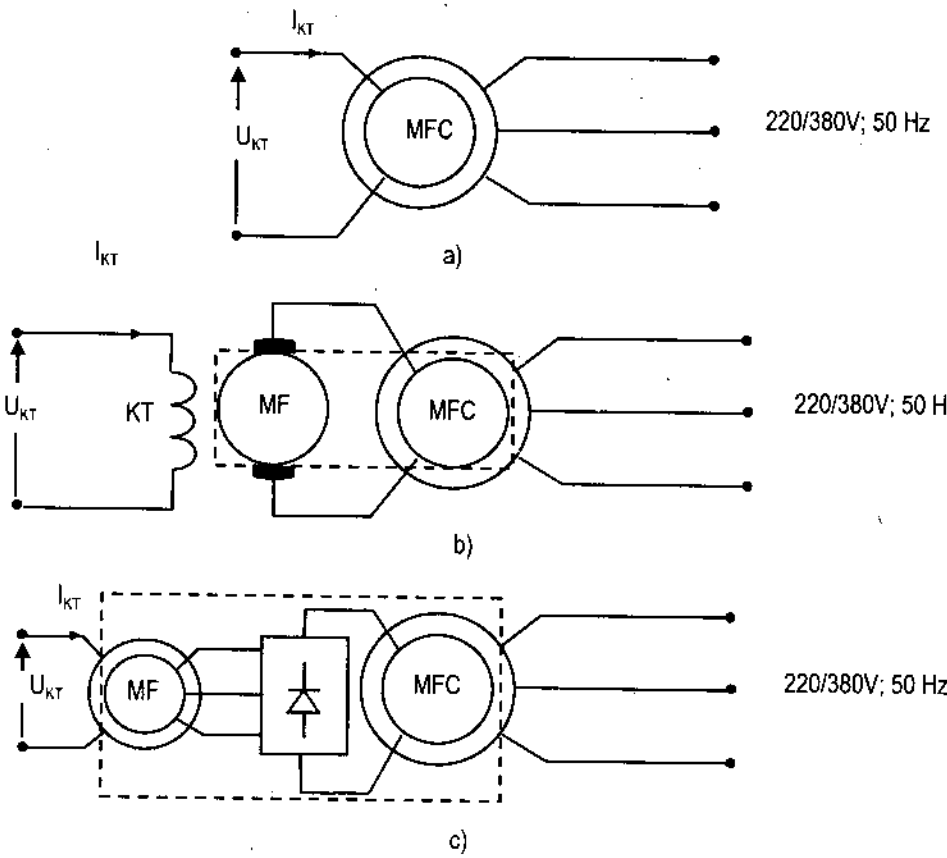
Khi tải mang tính điện dung, phản ứng phần ứng có thành phần trợ từ, thành phần này làm tăng từ thông và sức điện động của máy (dấu + đặt trước $E_{PƯ}$ trong biểu thức (6.2)). Phản ứng này làm cho đặc tính ngoài của máy điện có chiều tăng lên khi dòng điện tăng.

Từ đặc tính ngoài thấy rằng: muốn điện áp ra của máy điện ổn định thì khi thay đổi tải cần tự động thay đổi sđđ E, nghĩa là từ thông hay dòng điện kích từ cần tự động điều chỉnh. Tuỳ theo tính chất của tải, dòng điện kích từ được thay đổi tương ứng theo đặc tính điều chỉnh hình 6.3.

6.1.2. Sự đa dạng của mạch kích từ

a) Kết cấu các loại máy điện

Máy phát điện xoay chiều hiện nay được chế tạo có nhiều dạng kết cấu khác nhau, nhưng thường gặp có ba loại sau :



Hình 6.4. Các dạng kích từ máy điện.

Loại kích từ trực tiếp vẽ trên hình 6.4a. Loại kích từ này thường được chế tạo cho các máy có công suất nhỏ.

Loại kích từ gián tiếp qua máy phát điện một chiều vẽ trên hình 6.4b. Do công suất kích từ chiếm khoảng (0,01 ÷ 0,05) S_{MF}, nên đối với những máy điện có công suất lớn, công suất kích từ cũng lớn, máy phụ làm nhiệm vụ khuếch đại công suất cho máy điện. Máy phụ được sử dụng là máy phát điện một chiều. Khi điều khiển dòng điện kích từ máy phụ, điện áp máy phụ được điều chỉnh, do đầu ra máy phụ cấp điện cho cuộn dây kích từ máy phát chính nên dòng điện kích từ máy chính được điều chỉnh theo.

Nhược điểm của máy phát điện một chiều là cổ góp của chúng hay phải bảo dưỡng và quán tính điện từ loại máy này lớn. Thay thế cho máy phụ một chiều trên hình 6.4b, máy phát phụ là xoay chiều được chế tạo và sử dụng rộng rãi (hình 6.4c). Đặc điểm cấu tạo của

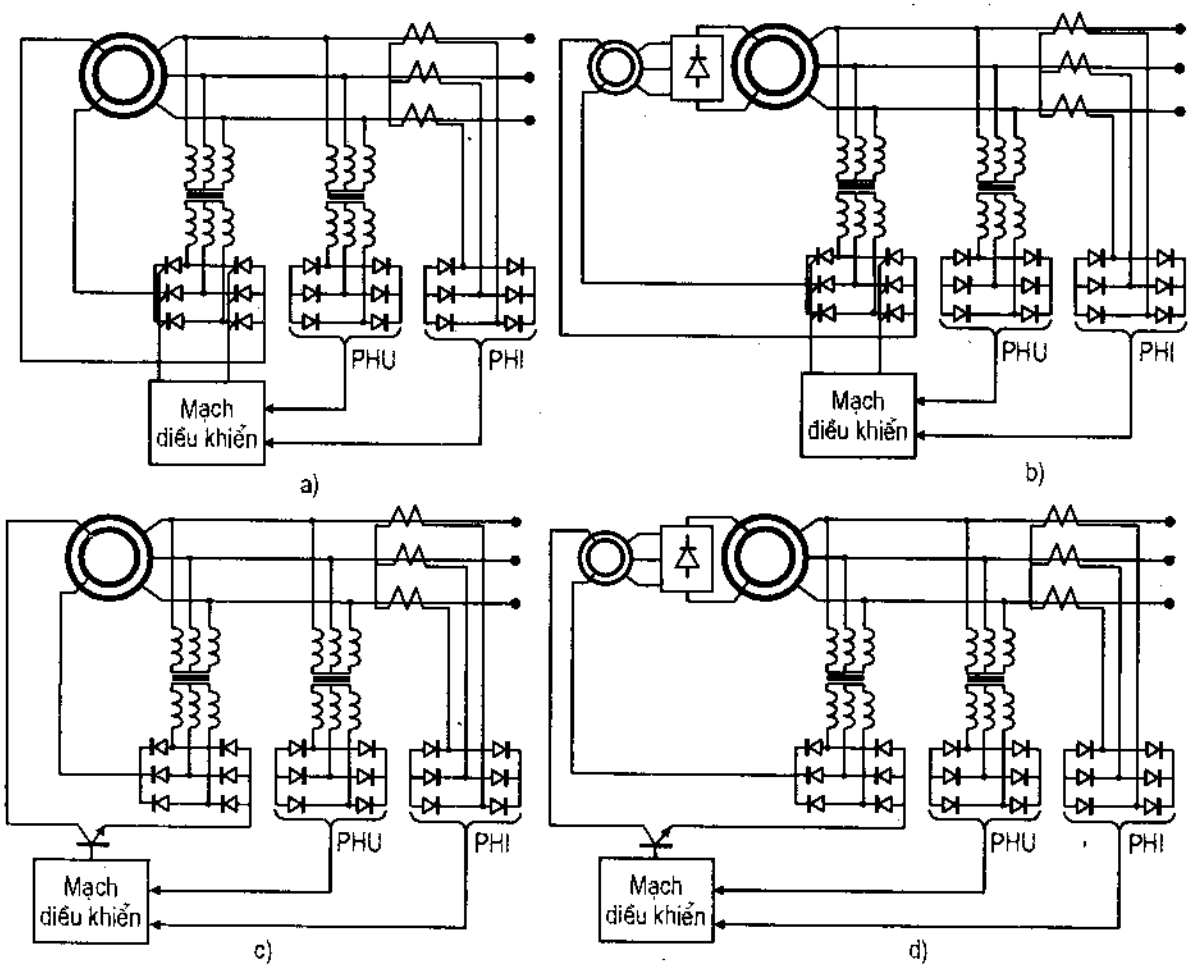
máy phát có máy phụ xoay chiều là cuộn dây phần ứng được quấn ở roto, nó quay cùng trục với máy phát chính (ở hình 6.4b, c phần nằm trong đường nét đứt cùng quay đồng thời). Một bộ chỉnh lưu (biến đổi dòng điện xoay chiều máy phụ thành một chiều cấp điện kích từ cho máy chính) được lắp trên trục quay của máy điện làm cho loại máy này không cổ góp và thanh quét. Tần số máy phụ thường được chế tạo bằng hai lần tần số máy chính.

b) Nguồn cấp cho các cuộn dây kích từ

Nguồn cấp và sơ đồ điều khiển mạch kích từ có nhiều dạng khác nhau [9]. Tuy nhiên, trong thực tế hiện nay điều khiển kích từ bằng các thiết bị điện tử công suất là phổ biến nhất, do đó trong giáo trình nghiên cứu về loại mạch này.

b1) Đối với loại máy điện kích từ trực tiếp và máy phụ là máy xoay chiều

Nguồn cấp cho các cuộn dây kích từ được lấy từ bản thân máy điện (không nhận nguồn cấp lấy từ bên ngoài vào). Tuỳ theo cách kết cấu của máy, đối với máy kích từ trực tiếp và máy phụ xoay chiều, nguồn cấp cho cuộn dây kích từ được lấy từ đầu ra của máy phát chính, hình 6.5 giới thiệu các sơ đồ mạch đó.



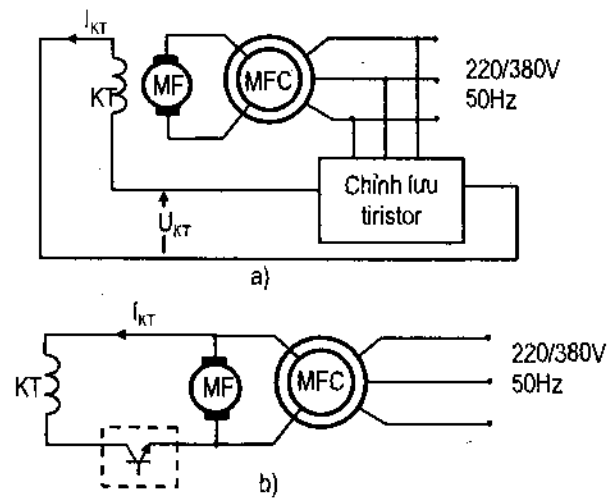
Hình 6.5. Sơ đồ động lực các bộ ổn áp máy điện thường gặp
a, b) Điều khiển bằng chỉnh lưu; c, d) Điều khiển bằng bãm áp.

Sơ đồ mạch động lực điều khiển dòng điện kích từ được sử dụng là chỉnh lưu điều khiển bằng tiristor (hình 6.5 a, b), sơ đồ loại này được dùng khá phổ biến hiện nay trong các máy phát công suất lớn. Các mạch chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu ba pha (tia ba pha hay cầu ba pha), các sơ đồ chỉnh lưu ba pha cho chất lượng dòng điện một chiều tốt. Tuy nhiên, do điện cảm của cuộn dây kích từ lớn nên cũng có thể dùng các sơ đồ chỉnh lưu một pha các máy phát có xuất xứ từ Hàn Quốc thường hay chế tạo theo kiểu này.

Các máy có công suất nhỏ, công suất kích từ nhỏ người ta cũng thường sử dụng điều khiển kích từ bằng mạch bám áp (hình 6.5c, d) với van động lực là tranzitor. Sơ đồ điều khiển có ưu điểm đơn giản, dễ điều khiển, chất lượng dòng điện một chiều tốt hơn do tần số băm xung cao.

b2) Đối với máy phụ là máy một chiều

Cách cấp nguồn thứ nhất cho cuộn dây kích từ máy phát có thể được thực hiện tương tự như đối với các loại máy không máy phụ và máy phụ xoay chiều ở trên là cấp nguồn từ điện áp xoay chiều đầu ra máy phát chính, chỉnh lưu đưa tới cuộn kích từ của máy phụ (sơ đồ hình 6.6a).



Hình 6.6. Các phương án cấp nguồn cho cuộn dây kích từ

Cách cấp nguồn thứ hai cho cuộn dây kích từ là lấy nguồn từ đầu cực máy phụ như trên hình 6.6b. Nguồn cấp cho mạch kích từ là điện một chiều, do đó mạch điều khiển kích từ thường gặp là mạch băm xung. So với mạch cấp nguồn từ đầu ra (hình 6.6a) của máy phát, mạch cấp nguồn từ đầu cực máy phụ một chiều hình 6.6b có ưu điểm hơn, là điện áp nguồn cấp của cuộn dây kích từ không bị suy giảm khi từ thông máy phát chính bị khử từ. Do đó, việc bù từ thông khử từ xảy ra nhanh và dễ dàng hơn, quá độ xảy ra tốt hơn.

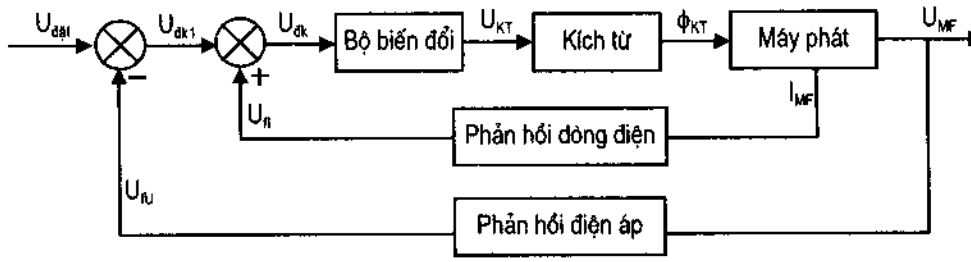
6.1.3. Ổn định điện áp máy phát

a) Sơ đồ khối hệ thống ổn áp máy điện

Từ đặc tính hình 6.3 thấy rằng, tự động ổn định điện áp máy điện được thực hiện bằng cách tự động thay đổi dòng điện (hay điện áp) kích từ. Dòng điện kích từ tự động thay đổi khi có sự thay đổi tải. Để làm được việc này, cần có các tín hiệu về sự thay đổi điện áp hay dòng điện của máy phát. Sơ đồ khối mạch ổn áp máy phát điện xoay chiều được vẽ trên hình 6.7.

Như đã trình bày về mạch kích từ ở trên, mạch điều khiển dòng điện kích từ là các bộ biến đổi : *chỉnh lưu* và *băm xung*. Đặc điểm chung của hai mạch này là điện áp kích từ là

một hàm của điện áp điều khiển, gần đúng có thể coi quan hệ này tuyến tính (hai biểu thức (6.9) , (6.11) ở dưới).



Hình 6.7. Sơ đồ khối ổn áp máy phát điện xoay chiều

Hai mạch phản hồi dương dòng điện và âm điện áp được vẽ độc lập. Khi dòng điện tải tăng, điện áp máy phát tăng hay giảm tùy theo tính chất của tải. Các tín hiệu phản hồi làm cho U_{dk1}, U_{dk} tự động thay đổi theo tín hiệu điện áp và dòng điện của máy điện. Sự thay đổi các giá trị này sẽ tự động ổn định điện áp ra của máy điện.

Ví dụ, tải của máy điện có tính điện cảm. Dòng điện tải tăng, điện áp máy điện giảm nhanh. Phản hồi dương dòng điện và âm điện áp thay đổi theo nguyên tắc:

$$U_{dk} = U_{dk1} + U_{fi} \tag{6.3}$$

$$U_{dk1} = U_{đặt} - U_{fU}$$

$U_{fi} = k.I$ – tín hiệu phản hồi dòng điện;

$U_{fU} = k_U U_{MF}$ – phản hồi điện áp.

Thay các giá trị này vào biểu thức trên ta có:

$$U_{dk} = U_{đặt} + k_I.I - k_U.U \tag{6.4}$$

Kết quả là điện áp điều khiển tăng, khi dòng điện tải tăng.

Mạch điều khiển bộ biến đổi cần được thiết kế theo nguyên tắc điện áp điều khiển U_{dk} tăng làm tăng điện áp và dòng điện kích từ máy phát để kéo điện áp máy điện về trị số đặt ổn định.

b) Các khâu phản hồi

b1) Phản hồi điện áp

Phản hồi âm điện áp máy phát điện xoay chiều được vẽ như trên hình 6.8. Tín hiệu điện áp ra của máy phát được lấy từ đầu ra máy phát thông qua biến áp để hạ áp và cách ly, đưa tới đầu vào của mạch điều khiển.

Các phương trình toán học của máy phát điện

$$U_{MF} = E_{MF} - I.Z_{MF} \tag{6.5}$$

$$E_{MF} = k_\Phi(\Phi).\Phi = k_E.I_{KT} \tag{6.6}$$

$$\Phi = f(I_{KT}) \approx k_{TH}.I_{KT} \quad (6.7)$$

$$I_{KT} = U_{KT}/R_{KT} \quad (6.8)$$

$$U_{KT} = U_{BĐ} - I_{KT}.r_{BĐ} \quad (6.9)$$

$$U_{BĐ} = k(U_{dk}).U_{dk} = k_{BĐ}.U_{dk} \quad (6.10)$$

$$U_{dk} = U_V - k_U.U_{MF} \quad (6.11)$$

Trong đó:

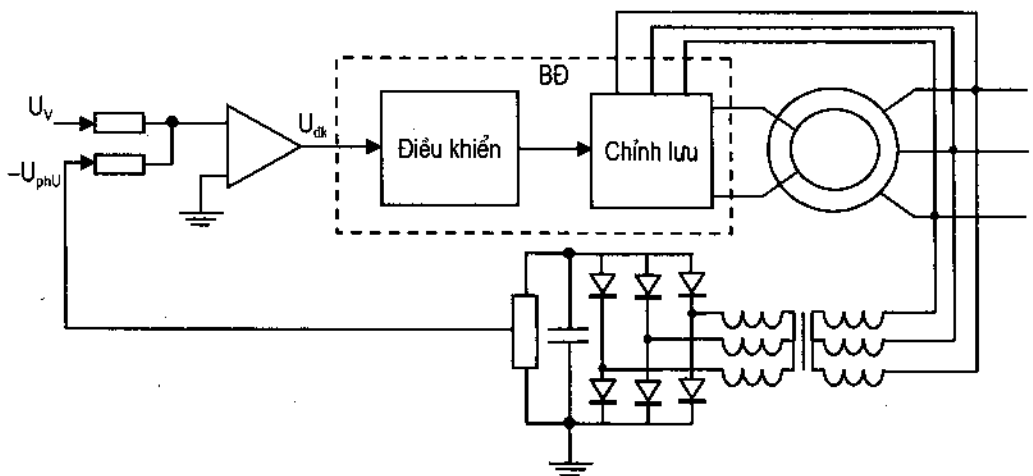
E_{MF} – sức điện động của máy phát do từ thông tổng sinh ra;

I – dòng điện tải của máy phát;

Z_{MF} – tổng trở bên trong mạch máy phát;

Φ – từ thông tổng của máy phát;

k_Φ – hệ số quan hệ giữa Φ và E;



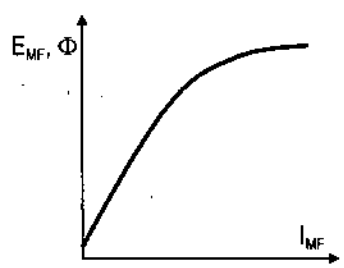
Hình 6.8. Sơ đồ khối mạch phản hồi điện áp

k_{TH} – hệ số quan hệ giữa từ thông và dòng điện kích từ, hệ số này được xác định theo đường cong từ hoá (hình 6.9), nếu trục tung là Φ;

k_E – hệ số quan hệ giữa sức điện động máy phát và dòng điện kích từ;

I_{KT}, U_{KT}, R_{KT} – các thông số dòng điện, điện áp, điện trở của cuộn dây kích từ;

$U_{BĐ}$, $R_{BĐ}$ – các thông số điện áp, điện trở trong của bộ biến đổi cấp nguồn cho cuộn dây kích từ, các bộ biến đổi này hiện nay thường là chỉnh lưu hay băm áp;



Hình 6.9. Đường cong từ hoá máy điện

U_V, U_{dk} – điện áp vào (điện áp đặt) và điều khiển đưa tới bộ điều khiển bộ biến đổi;

k_U – hệ số mạch phản hồi $k_U = U_{fU}/U_{MF}$.

Biến đổi các biểu thức (6.5) ÷ (6.11) ta có biểu thức đặc tính ngoài của máy phát:

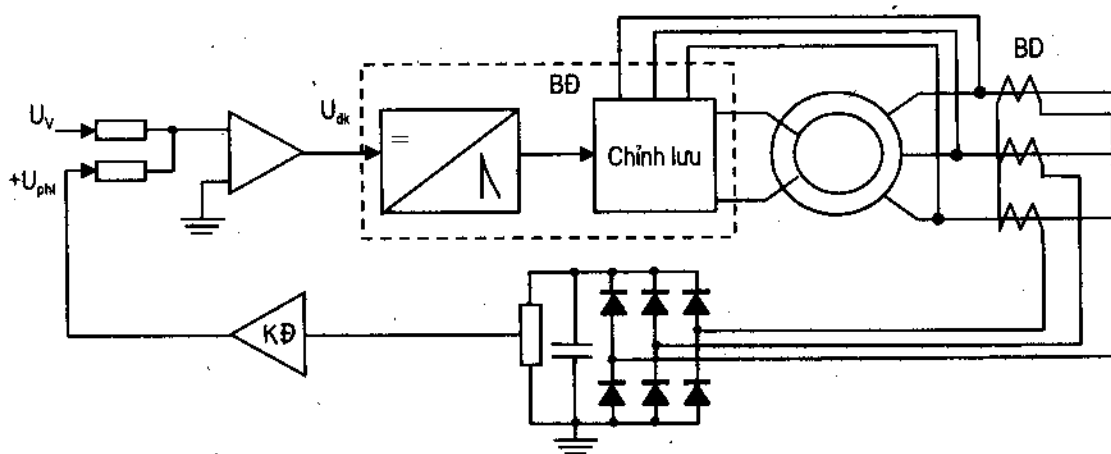
$$U_{MF} = \frac{k_h.U_V}{1 + k_h.k_U} - \frac{I.X_{MF}}{1 + k_h.k_U} \tag{6.12}$$

Trong đó : $k_h = \frac{k_E.k_{BĐ}}{R_{KT} + R_{BĐ}}$ – hệ số khuếch đại theo đường tín hiệu vào.

Từ (6.12) thấy rằng số hạng thứ hai quyết định độ dốc của đường đặc tính ngoài, độ dốc đặc tính này phụ thuộc các hệ số $k_h.k_U$.

b2) Phản hồi dòng điện

Mạch phản hồi dương dòng được vẽ trên hình 6.10. Tín hiệu dòng điện được lấy qua ba biến dòng BĐ, biến đổi từ dòng điện xoay chiều thành một chiều bằng chỉnh lưu cầu ba pha, đưa tới đầu vào của mạch điều khiển bộ biến đổi, thông qua một khuếch đại đệm (KĐ).



Hình 6.10. Sơ đồ khối mạch phản hồi dòng điện

Phương trình đặc tính ngoài

Xây dựng phương trình đặc tính ngoài căn cứ các biểu thức (6.5) ÷ (6.10) với biểu thức điện áp điều khiển :

$$U_{dk} = U_V + k_I.I_{MF} \tag{6.13}$$

Biến đổi các biểu thức trên ta có:

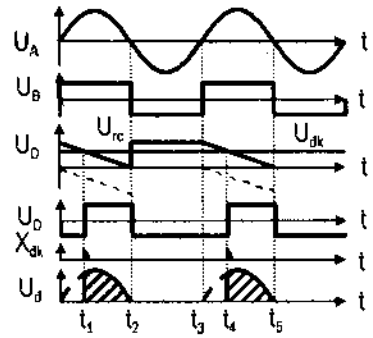
$$U_{MF} = \frac{k_E.k_{BĐ}}{R_{BĐ} + R_{KT}} U_V - I\left(Z_{MF} - \frac{k_E.k_{BĐ}.k_I}{R_{BĐ} + R_{KT}}\right) \tag{6.14}$$

Từ biểu thức (6.14), thấy rằng độ dốc đường đặc tính ngoài phụ thuộc $Z_{MF} - \frac{k_E.k_{BĐ}.k_I}{R_{BĐ} + R_{KT}}$. Khi lựa chọn các hệ số k_E, $k_{BĐ}$, k_I hợp lý có thể không sụt áp khi dòng tải tăng, hay nói cách khác điện áp ra máy phát tuyệt đối ổn định. Tuy nhiên, chất lượng điện máy phát có thể sẽ xấu hơn nếu $Z_{MF} < \frac{k_E.k_{BĐ}.k_I}{R_{BĐ} + R_{KT}}$.

6.1.4. Ví dụ mạch ổn áp

a) Ổn áp máy điện sử dụng sơ đồ điều khiển kích từ bằng chỉnh lưu

Sơ đồ mạch điều khiển rút gọn cho một máy phát có thể được vẽ trên hình 6.13. Điện áp xoay chiều từ đầu ra máy phát qua hiến áp hiến đổi thành điện áp phù hợp với thông số mạch kích từ. Chỉnh lưu (cầu ba pha, sáu tiristor) biến đổi điện áp xoay chiều thành một chiều. Do điện cảm cuộn dây kích từ lớn, nên dòng điện cuộn dây kích từ được lọc bằng phẳng ngay cả trong trường hợp lựa chọn mạch chỉnh lưu có chất lượng điện một chiều không tốt lắm (như các sơ đồ chỉnh lưu một pha chẳng hạn). Điều khiển bộ chỉnh lưu (hình 6.10) dùng mạch điều khiển tương tự qua sáu kênh điều khiển tới sáu tiristor.



Hình 6.11. Nguyên lý điều khiển chỉnh lưu

Điều khiển chỉnh lưu có thể giới thiệu tóm tắt [4] như sau: Chỉnh lưu được điều khiển theo nguyên tắc như được vẽ trên hình 6.11. Điện áp đồng pha anốt tiristor U_A hiến đổi thành vuông U_B, tích phân điện áp U_B trong khoảng dương và kéo bằng điện áp +12V lên trên trục hoành có điện áp U_{rc}. So sánh điện áp U_{rc} với điện áp điều khiển U_{dk} lấy từ hộ cộng điện áp đặt với điện áp phản hồi có thời điểm mở tiristor tại t_1. Theo nguyên lý điều khiển này, điện áp điều khiển (U_{dk}) đồng biến với dòng điện kích từ.

Mạch phản hồi ổn định điện áp ra trên sơ đồ hình 6.13 sử dụng phản hồi âm điện áp. Tín hiệu điện áp máy phát được lấy thông qua hiến áp, qua bộ chỉnh lưu để đưa vào mạch điều khiển điện áp phản hồi một chiều. Hai tín hiệu đặt và phản hồi được cộng với nhau bằng bộ cộng đảo [$U_{dk} = -(k_1U_{đặt} - k_2U_{fU})$]. Các hệ số khuếch đại được xác định $k_1 = R_0/R_1$, $k_2 = R_0/R_2$.

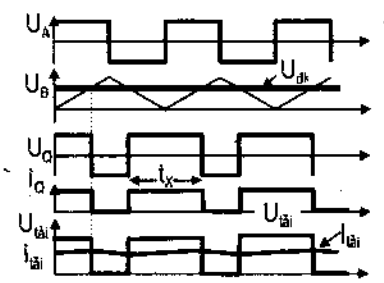
Biến trở VR dùng để đặt điện áp ra của máy phát điện.

Trong sơ đồ mạch không sử dụng phản hồi dòng điện, bởi vì với sai số cho phép ±5%, mạch phản hồi điện áp hoàn toàn có thể đáp ứng được.

b) Ổn áp dùng mạch băm xung

Trong các máy công suất bé, mạch điều khiển kích từ sử dụng băm xung (hình 6.5c, đ và hình 6.6b) tương đối phổ biến. Dưới đây, hình 6.14 giới thiệu minh hoạ mạch điều khiển ổn áp máy phát có máy phụ một chiều.

Đầu ra máy phụ một chiều dùng để cấp điện cho cuộn dây kích từ. Bộ băm xung bằng tranzitor Tr_2 điều khiển dòng điện kích từ.

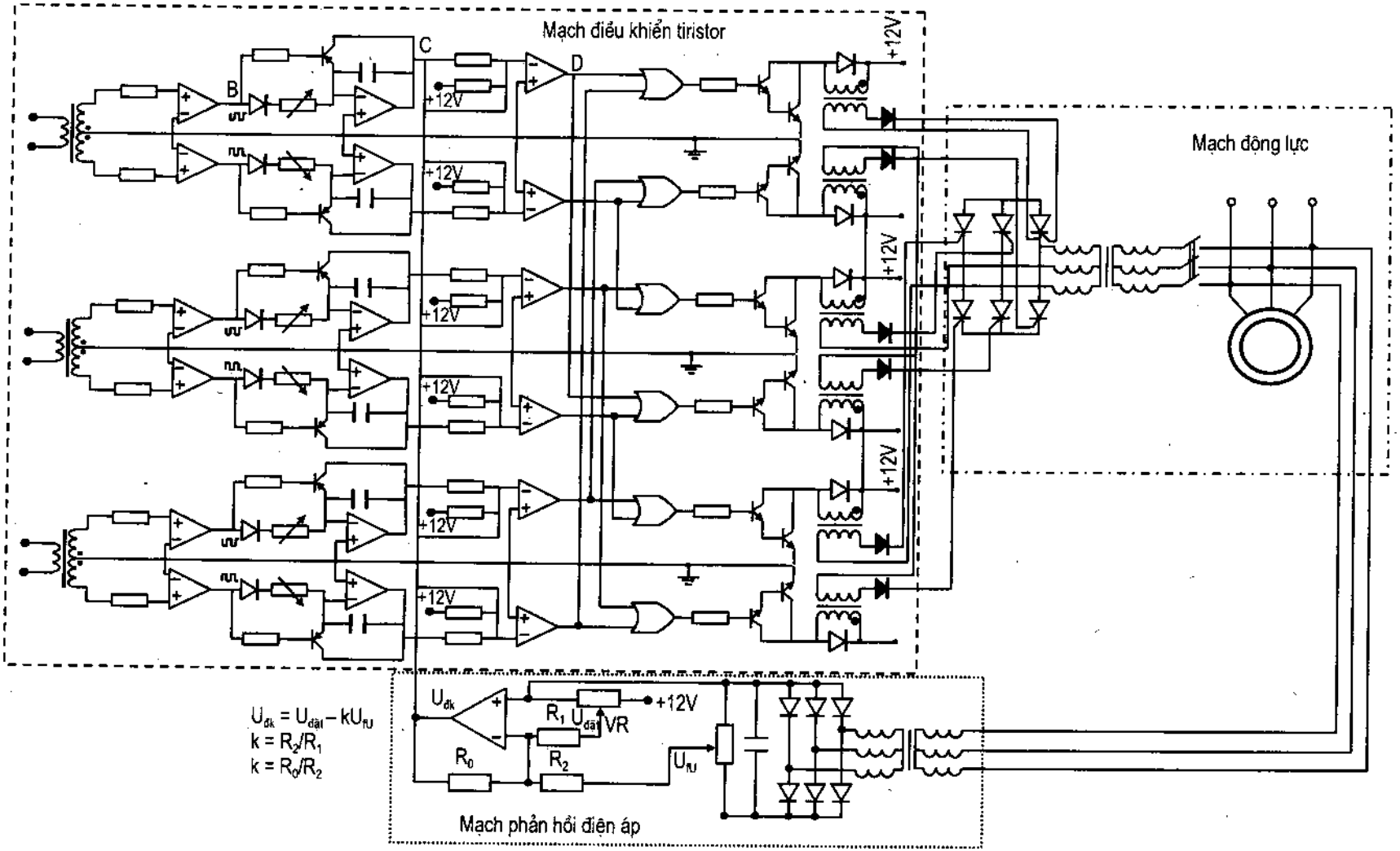


Hình 6.12. Giản đồ đường cong điện áp các khâu trong mạch điều khiển băm xung

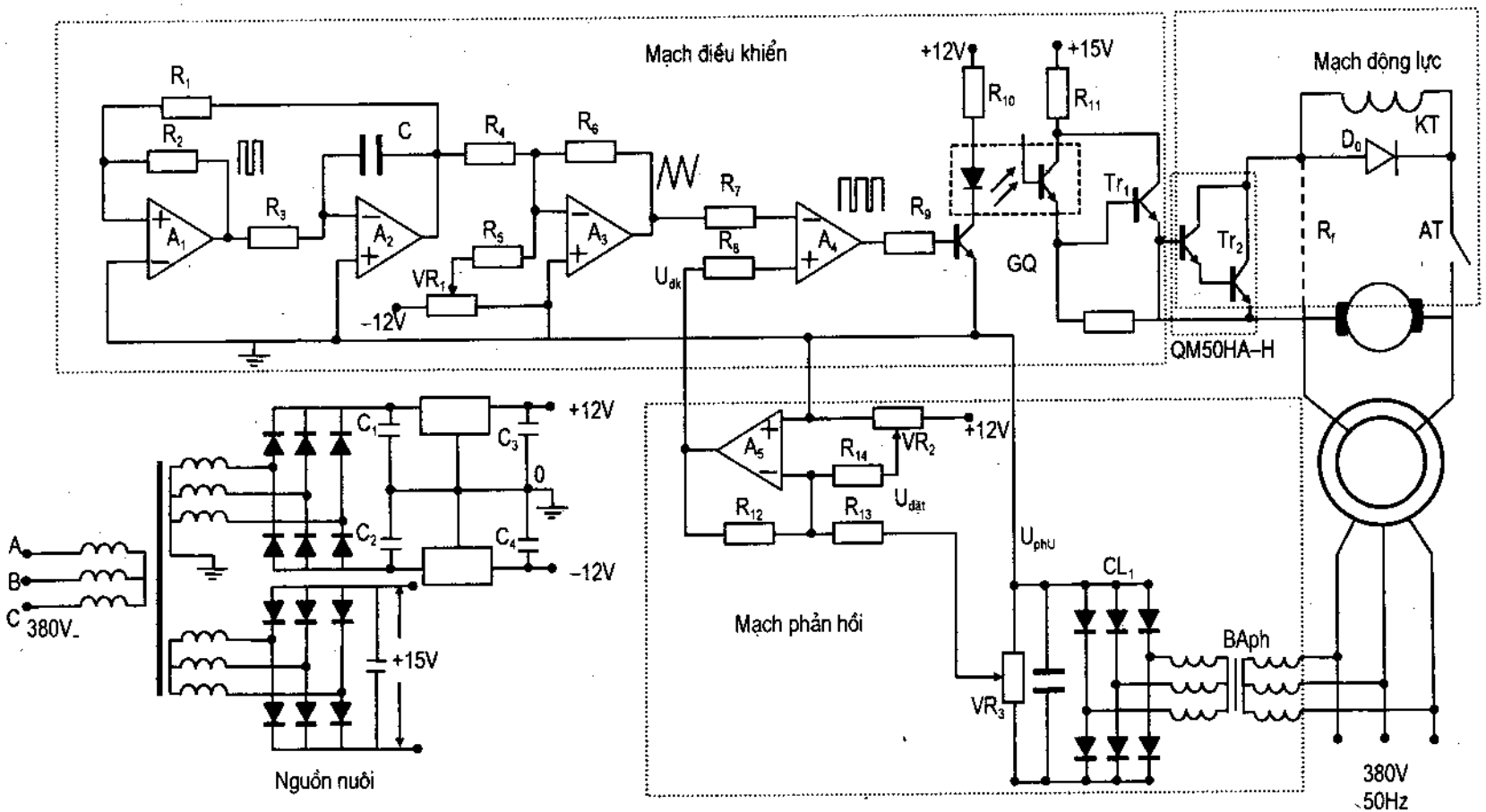
Mạch tạo xung điều khiển trazitor động lực Tr_2 được thiết kế theo nguyên lý [4, 10] như giản đồ hình 6.12.

Các KĐTT A_1, A_2, A_3 tạo ra điện áp tựa tam giác (đường thứ hai trên hình 6.12), điện áp tam giác so sánh với điện áp điều khiển, độ rộng xung điều khiển t_X (quyết định điện áp kích từ) phụ thuộc giá trị điện áp điều khiển. Khi điện áp điều khiển tăng, độ rộng xung điện áp kích từ tăng.

Điện áp đầu ra máy phát hình 6.14 được ổn định nhờ mạch hồi tiếp hằng BA_{ph} cộng với chỉnh lưu. Điện áp điều khiển tại đầu ra của KĐTT A_5 được tính $U_{dk} = U_{đặt} - U_{phU}$. Thay đổi điện áp đầu ra kéo theo thay đổi điện áp phản hồi U_{phU}, tự động thay đổi U_{dk}, tự động thay đổi độ rộng xung điện áp trên hình 6.12.



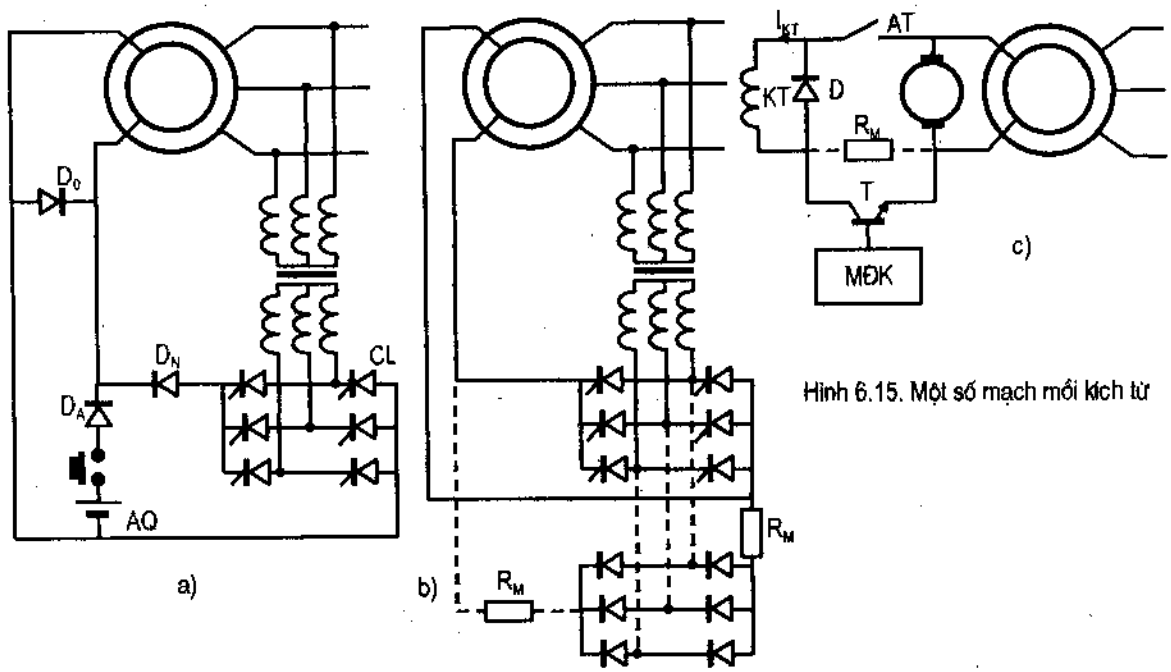
Hình 6.13. Mạch ổn định điện áp máy phát với sơ đồ động lực là chỉnh lưu



Hình 6.14. Sơ đồ mạch điều khiển kích từ máy phát với máy phụ là máy một chiều

6.1.5. Mạch mồi kích từ

Các mạch ổn áp ở trên có nhiệm vụ ổn định điện áp xung quanh giá trị đặt. Chức năng này chỉ được thực hiện khi nguồn nuôi (cho trên hình 6.14) cho các mạch điều khiển nằm trong vùng giá trị ổn áp của các mạch ổn áp điện tử. Khi mới khởi động máy điện, điện áp đầu ra của các máy chính và phụ chỉ là từ dư, điện áp này không đủ cho hoạt động các mạch điều khiển van động lực. Do đó, sau khi khởi động động cơ sơ cấp cần phải mồi kích từ. Một số sơ đồ mạch mồi được vẽ trên hình 6.15.



Hình 6.15. Một số mạch mồi kích từ

a) Mồi bằng nguồn acquy khởi động

Khi máy đã quay nhưng chưa phát điện, từ dư của máy yếu người ta dùng acquy khởi động để mồi kích từ như trên hình 6.15a. Nhấn nút mồi M, điốt D_A dẫn cấp dòng điện kích từ cho máy điện, có điện áp đầu ra của máy phát. Máy phát có điện, hộ chỉnh lưu có nguồn cấp, nếu chưa đủ điện áp thì điện áp chỉnh lưu nhỏ hơn điện áp acquy điốt D_A còn dẫn, cuộn dây kích từ còn nhận năng lượng từ acquy. Nếu đủ điện áp máy phát, điện áp chỉnh lưu lớn hơn điện áp acquy, D_N dẫn, D_A khoá cuộn dây kích từ cấp nguồn từ chỉnh lưu, bây giờ nút nhấn mồi không cần nữa. Từ lý giải trên, acquy được chọn sao cho điện áp đầu ra đạt (66 ÷ 70)% điện áp định mức mạch acquy tự động ngắt, mặc cho nút nhấn mồi vẫn đóng.

Các điốt D_A, D_N tránh cho các nguồn acquy và chỉnh lưu có dòng điện chạy từ nguồn này sang nguồn kia.

b) Mồi bằng điện áp từ dư

Đối với những máy điện dự phòng thường xuyên được chạy bảo dưỡng theo định kỳ, từ dư máy điện còn đủ mạnh, nó đạt được điện áp đầu ra lớn nhất đến 15% điện áp định mức. Người ta có thể sử dụng điện áp này để kích điện áp máy phát lên. Có nhiều mạch mồi khác

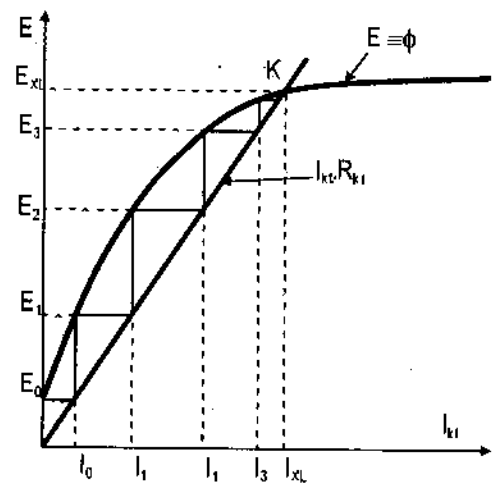
nhau. Hình 6.15b, c giới thiệu hai mạch trong số đó, các mạch nét đứt trên hình vẽ là mạch mồi qua điện trở R_M, khi đủ điện áp đầu ra các mạch này tự động ngừng làm việc.

Nguyên tắc mồi kích từ cho máy điện có thể được giải thích như sau:

Tại thời điểm ban đầu mới khởi động máy phát, chưa hình thành được điện áp. Máy phát phụ có từ dư, từ dư này sinh điện áp khoảng $(0,05 \div 0,15)U_{dm}$, điện áp này tự kích theo đường cong từ hóa (hình 6.16). Sức điện động từ dư E_0 trong mạch kích từ khép kín qua R_M sinh dòng điện $I_0 \rightarrow$ dòng điện I_0 tự cảm sức điện động $E_1 \rightarrow$ sức điện động E_1 lại sinh dòng $I_1 \rightarrow$ dòng điện I_1 lại cảm ứng E_2 cứ như thế tiếp diễn cho đến điểm làm việc xác lập tại điểm K kết thúc quá trình tự kích. Chỉ khi điện áp máy phát tự kích tới đủ điện áp, cấp nguồn ổn định cho mạch điều khiển (khoảng $0,6U_{dm}$), mạch ổn áp mới được hoạt động bình thường.

Sau khi đủ điện áp nguồn lưới, mạch điều khiển hình 6.13, 6.14 thực hiện chức năng ổn áp. Các KĐTT tạo điện áp tựa tam giác mới ổn định.

Điện áp mồi kích từ kết thúc được quyết định bởi điểm K trên hình 6.15. Thay đổi điểm K là do thay đổi đường cong từ hoá ϕ hay đường đặc tính tải của cuộn kích từ $I_{kt}.R_{kt}$ (điện trở $R_{kt} = R_{kt0} + R_M$ gồm hai thành phần R_{kt0} điện trở nội của cuộn dây kích từ, R_M – điện trở mồi kích từ). Với một máy điện cụ thể, đường cong từ hoá xác định, do đó thay đổi điện trở mồi kích từ, điểm K sẽ thay đổi. Thường lựa chọn điểm K sao cho $E_{XL} = (0,6 \div 0,8)\ E_{dm}$



Hình 6.16. Nguyên lý tự kích máy điện

6.2. ỔN ÁP XOAY CHIỀU

Yêu cầu chất lượng điện áp nguồn cấp đối với các thiết bị điện được đặt ra theo tiêu chuẩn quốc gia (sai số $\pm 5\%U_{dm}$). Điện lưới quốc gia chỉ có khả năng ổn định từ đầu nguồn, như ổn áp máy điện ở trên. Đối với mỗi tải, điện áp sẽ thay đổi theo công suất (dòng điện) tiêu thụ của đường dây, tải càng lớn sụt áp trên đường dây lớn, cần phải bù sự sụt áp này. Do đó, cần có các bộ ổn áp xoay chiều. Có nhiều loại ổn áp khác nhau. Dưới đây nghiên cứu một số trong chúng.

6.2.1. Ổn áp mặt pha bằng biến áp tự ngẫu

a) Nguyên tắc ổn áp

Điện áp ra của biến áp có trị số:

$$U_2 = U_1 \frac{W_2}{W_1}$$

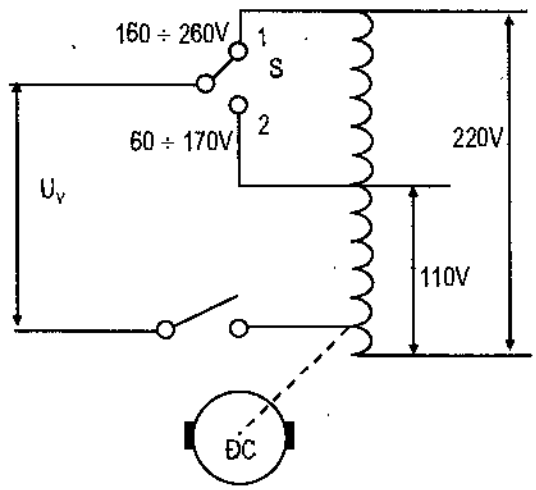
Nguyên tắc ổn áp : điện áp ra U_2 không đổi, muốn vậy phải thay đổi tỷ số $\frac{W_2}{W_1}$, tỷ số này thường được thay đổi bằng cách giữ số vòng dây thứ cấp W_2 không đổi mà thay đổi số vòng dây W_1. Khi điện áp vào U_1 thay đổi, cuộn dây sơ cấp W_1 phải thay đổi theo cùng tỷ lệ với sự thay đổi điệu áp vào.

Hiện nay các bộ ổn áp một pha trong dân dụng cũng như công nghiệp thường dùng biến áp tự ngẫu có con trượt để thay đổi số vòng dây sơ cấp. Để kéo con trượt, người ta dùng một động cơ một chiều công suất nhỏ, điều chỉnh bằng mạch điện tử, kiểm soát điện áp đầu ra tải.

Sơ đồ nguyên lý mạch động lực bộ ổn áp bằng biến áp tự ngẫu vẽ trên hình 6.17.

Công tắc S ở vị trí 1 tương ứng với nguồn vào là 220V, ở vị trí 2 tương ứng với nguồn vào 110V. Nguồn vào 220V cho phép dao động điện áp trong khoảng 160 ÷ 260V. Nguồn vào mức 110V cho phép dao động trong khoảng 50 ÷ 170V.

Động cơ một chiều kéo con trượt biến áp tự ngẫu, tự động thay đổi số vòng dây sơ cấp biến áp. Điều khiển động cơ điện một chiều bằng một mạch kiểm soát điện áp đầu ra. Dưới đây giới thiệu một số mạch điều khiển ổn áp loại này.



Hình 6.17. Sơ đồ động lực ổn áp xcay chiều bằng biến áp tự ngẫu

b) Sơ đồ điều khiển ổn áp một pha

b1) Mạch điều khiển dùng tranzitor

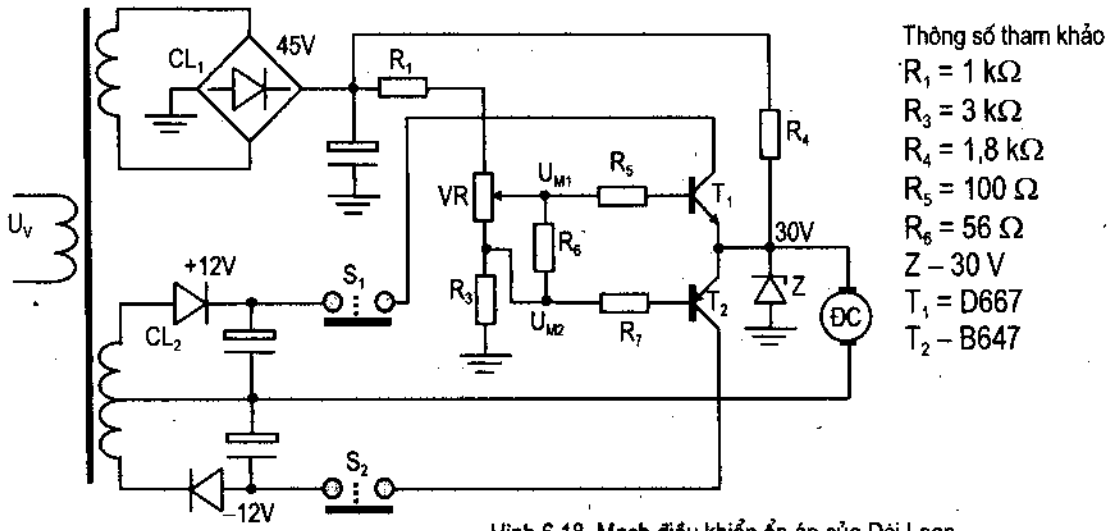
Hình 6.17 vẽ một mạch điều khiển ổn áp đơn giản.

Điện áp U_V cấp cho biến áp điều khiển được lấy từ đầu ra của ổn áp. Mạch điều khiển nhận nguồn nuôi từ một biến áp có cuộn dây sơ cấp là U_V. Một cuộn thứ cấp biến áp nguồn nuôi đưa tới bộ chỉnh lưu CL_1 cho ra điện áp U_{CC} = 45V, cấp điện cho mạch so sánh điện áp. Một cuộn thứ cấp khác tới bộ chỉnh lưu CL_2 có điện áp đối xứng U = 12V, cấp điện cho động cơ một chiều. Hai nguồn này cách ly nhau để tránh dòng điện giả chạy trong mạch.

Nguồn cấp 45V qua mạch phân áp R_1, VR, R_3 để lấy điện áp mẫu U_M phân cực cho bazơ hai tranzitor. Đồng thời, nguồn 45V qua bộ phân áp R_4 và điốt ổn áp Z có điện áp ổn áp 30V để tạo điện áp chuẩn U_{ch} cấp cho cực emitor của hai tranzitor. Thông số có thể chọn:

$$U_{ch} = U_Z = 30V$$

nên $$U_{E1} = U_{E2} = 30V$$



Hình 6.18. Mạch điều khiển ổn áp của Đài Loan

Hai tranzitor T_1, T_2 là hai tranzitor khác loại mắc theo kiểu đẩy kéo nên được phân cực cho bazơ bằng hai mức điện áp khác nhau. Bình thường biến trở VR được đặt sao cho điện áp mẫu là:

$$U_{M1} = U_{B1} = 30,5V$$

$$U_{M2} = U_{B2} = 29,5V$$

Như vậy, hai tranzitor được phân cực với mức điện áp.

$U_{BE1} = +0,5V$ cho tranzitor T_1, $U_{BE2} = -0,5V$ cho tranzitor T_2.

Hai tranzitor T_1, T_2 được chọn là loại silic nên ở mức phân cực này cả hai tranzitor đều khóa.

Colector của tranzitor T_1 được nối tới nguồn +12V, colector của tranzitor T_2 được nối tới nguồn –12V. Ở trạng thái ổn định, con trượt nằm ở vị trí nào đó tương ứng với điện áp vào của cuộn sơ cấp, cả hai tranzitor cùng khóa nên không có dòng điện nào chạy qua động cơ, động cơ dừng.

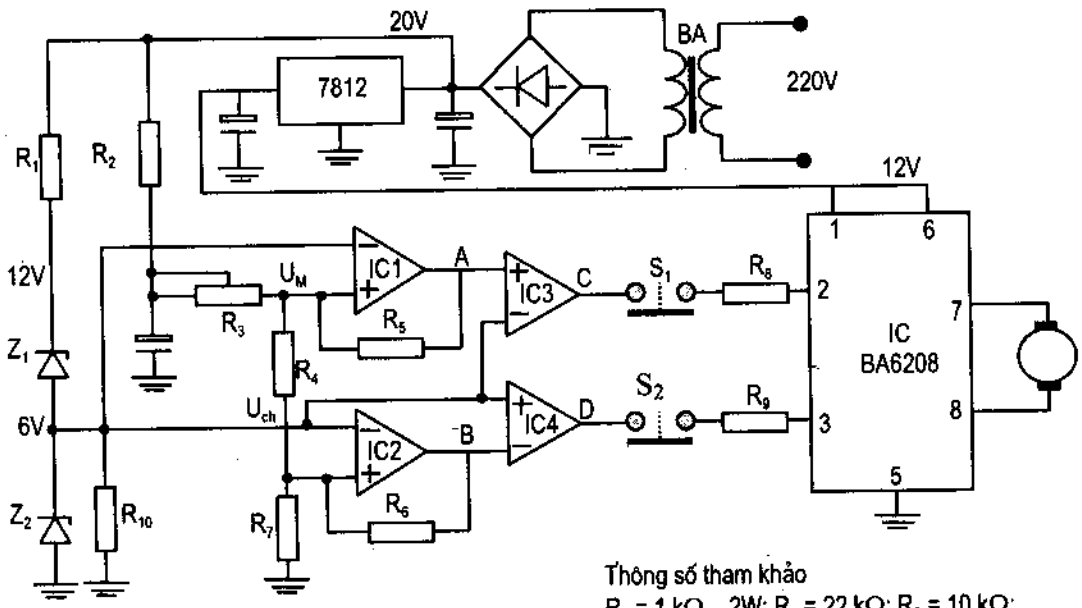
Khi điện áp lưới tăng lên, làm tăng điện áp mẫu U_{M1}, U_{M2}. Sự tăng điện áp này làm tăng thiên áp cho T_1, giảm thiên áp của T_2 (ví dụ, điện áp mẫu tăng lên $U_{M1} = 30,7V$, $U_{M2} = 29,7V$, điện áp chuẩn ở cực E vẫn giữ nguyên 30V, do đó $U_{BE1} = 0,7V$ và $U_{BE2} = -0,3V$) kết quả là T_1 dẫn, T_2 khóa. T_1 dẫn, có dòng điện chạy qua động cơ, động cơ quay kéo con trượt chạy theo chiều tăng số vòng dây sơ cấp của biến áp tự ngẫu, cho tới khi nào điện áp mẫu trở lại giá trị ban đầu $U_{M1} = 30,5V$, $U_{M2} = 29,5V$, động cơ dừng lại.

Trường hợp ngược lại điện áp lưới giảm xuống sẽ làm giảm điện áp mẫu U_{M1}, U_{M2} (giả sử điện áp mẫu giảm xuống còn $U_{M1} = 30,3V$, $U_{M2} = 29,3V$, điện áp chuẩn ở cực E vẫn giữ nguyên 30V, do đó $U_{BE1} = 0,3V$ và $U_{BE2} = -0,7V$) T_1 khoá và T_2 dẫn. Động cơ quay kéo con trượt chạy theo chiều ngược lại, giảm số vòng dây cuộn sơ cấp của biến áp tự ngẫu.

Trường hợp điện áp lưới tăng hay giảm quá giới hạn cho phép, con trượt sẽ chạy đè lên công tắc hành trình S_1, S_2 mạch điện động cơ bị hở, động cơ dừng.

b2) Mạch điều khiển dùng IC

Hình 6.19 giới thiệu mạch điều khiển ổn áp bằng IC.



Thông số tham khảo
R_1 = 1 kΩ – 2W; R_2 = 22 kΩ; R_3 = 10 kΩ;
R_4 = 330 Ω; R_5 = R_6 =1 MΩ; R_7 = 8,2 kΩ;
R_8 = R_9=2,2 kΩ; R_{10} = 820 Ω; Z_1, Z_2 – 6 V;
KĐTT 1, 2, 3, 4 – LM 324, C – 4,7μF.

Hình 6.19. Mạch điều khiển ổn áp xoay chiều dùng IC

Nguồn cấp cho mạch điều khiển được nhận từ biến áp BA, qua chỉnh lưu cho ra điện áp 20V. IC công suất BA 6268 (IC DRIVER REVERSE MOTOR) được cấp điện áp ổn định từ IC ổn áp 7812.

Mạch so sánh điện áp được thiết kế từ 4 IC KĐTT (loại LM 324) thông qua hai điốt ổn áp Z_1, Z_2 và điện trở R_1. Mạch ổn áp đồng thời tạo điện áp chuẩn U_{ch} = 6V để đưa tới cổng vào – của hai IC 1, 2. Tín hiệu biến thiên điện áp U_M được lấy từ bộ chia áp bằng điện trở R_2, R_3, R_4, R_7 đưa tới hai cổng vào + của hai IC 1, 2 là hai mạch so sánh có trạng thái cân bằng.

Trong thực tế, rất khó có trạng thái cân bằng mà điện áp mẫu (U_M) đưa vào hai cổng không đảo của IC 1, 2 sẽ dao động xung quanh điện áp chuẩn 6V. Hai điện trở R_5, R_6 là điện trở hồi tiếp dương để tạo trạng thái dứt khoát cho mạch khuếch đại so sánh.

Điện áp ra của IC 1, 2 được đưa tới IC 3, 4 để cùng so sánh mức điện áp chuẩn 6V. IC 3, 4 được mắc ngược nhau, IC 3 là mạch không đảo, còn IC 4 là mạch đảo.

Nếu điện áp lưới tăng $U_M > U_{ch}$ hai IC 1, 2 bão hoà dương điện áp ra tại các điểm A, B bằng 12V ($U_A = U_B$ = 12V). Lúc đó các đầu ra của IC 3, 4 có U_C = 12V, U_D = 0V. Hai điện

áp U_C, U_D điều khiển IC công suất BA 6208 với chân 7 là 0V, chân 8 là 12V động cơ chạy kéo con trượt tăng số vòng dây sơ cấp biến áp tự ngẫu.

Nếu điện áp lưới giảm lên $U_M > U_{cb}$ quá trình so sánh xảy ra ngược lại hai IC 1, 2 bão hoà âm $U_A = U_B = 0V$, đầu ra của IC 3, 4 đổi trạng thái $U_C = 0V$, $U_D = 12V$. Điện áp điều khiển đưa ra hai chân 7, 8 của BA 6208 đổi lại, động cơ chạy theo chiều ngược lại, kéo con trượt chạy theo chiều giảm số vòng dây sơ cấp của biến áp tự ngẫu.

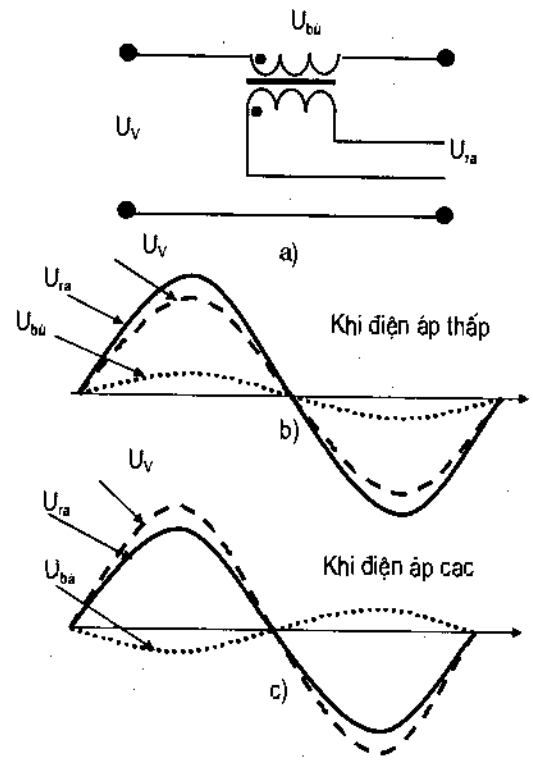
6.2.2. Ổn áp kiểu bù

a) Nguyên lý ổn áp bù

Khi mắc nối tiếp với nguồn vào một cuộn dây biến áp (hình 6.20a), điện áp tải đầu ra bây giờ được tính

$U_{ra} = U_V \pm U_{bù}$

Nếu điện áp vào thấp, cần cộng một điện áp ở cuộn bù đồng pha, đồng dạng để điện áp ra tăng (hình 6.20b). Nếu điện áp vào cao, cuộn dây bù cần tạo điện áp trừ ngược pha (hình 6.20c).



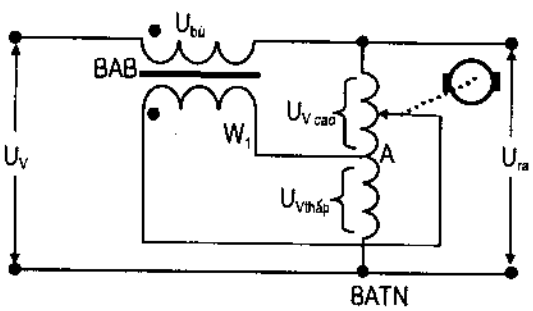
Hình 6.20. Ổn áp kiểu bù

b) Sơ đồ mạch điện điều khiển điện áp bù

Sơ đồ mạch điều khiển điện áp bù được vẽ trên hình 6.21. Ở đầu ra của ổn áp mắc biến áp tự ngẫu, điện áp cấp tới cuộn dây W_1 của BA hù được lấy từ chổi than BATN. Điều khiển chổi than bằng động cơ servo giống như loại ổn áp trên.

Khi điện áp ra bằng mức chỉnh định, ebổi than nằm ở vị trí phía trên điểm A, điện áp ra tới ouộn dây W_1 bù được sụt áp trên cuộn thứ cấp BAB do dòng điện tải sinh ra.

Khi điện áp đầu vào giảm dưới mức cbỉnh định, mạcb điều khiển động cơ servo cấp lệnh điều khiển động cơ servo chạy theo ehiều xuống phía dưới theo hình 6.20, điện áp bù cùng chiều điện áp cấp, điện áp ra được tính $U_{ra} = U_V + U_{bù}$.



Hình 6.21. Mạch bù điện áp

Khi điện áp vào tăng trên mức chỉnh định, mạch điền khiển động cơ servo cấp lệnh điều khiển động cơ chạy theo chiều tăng lên phía trên, điện áp bù ngược chiều điện áp cấp, điện áp ra được tính $U_{ra} = U_V - U_{bù}$.

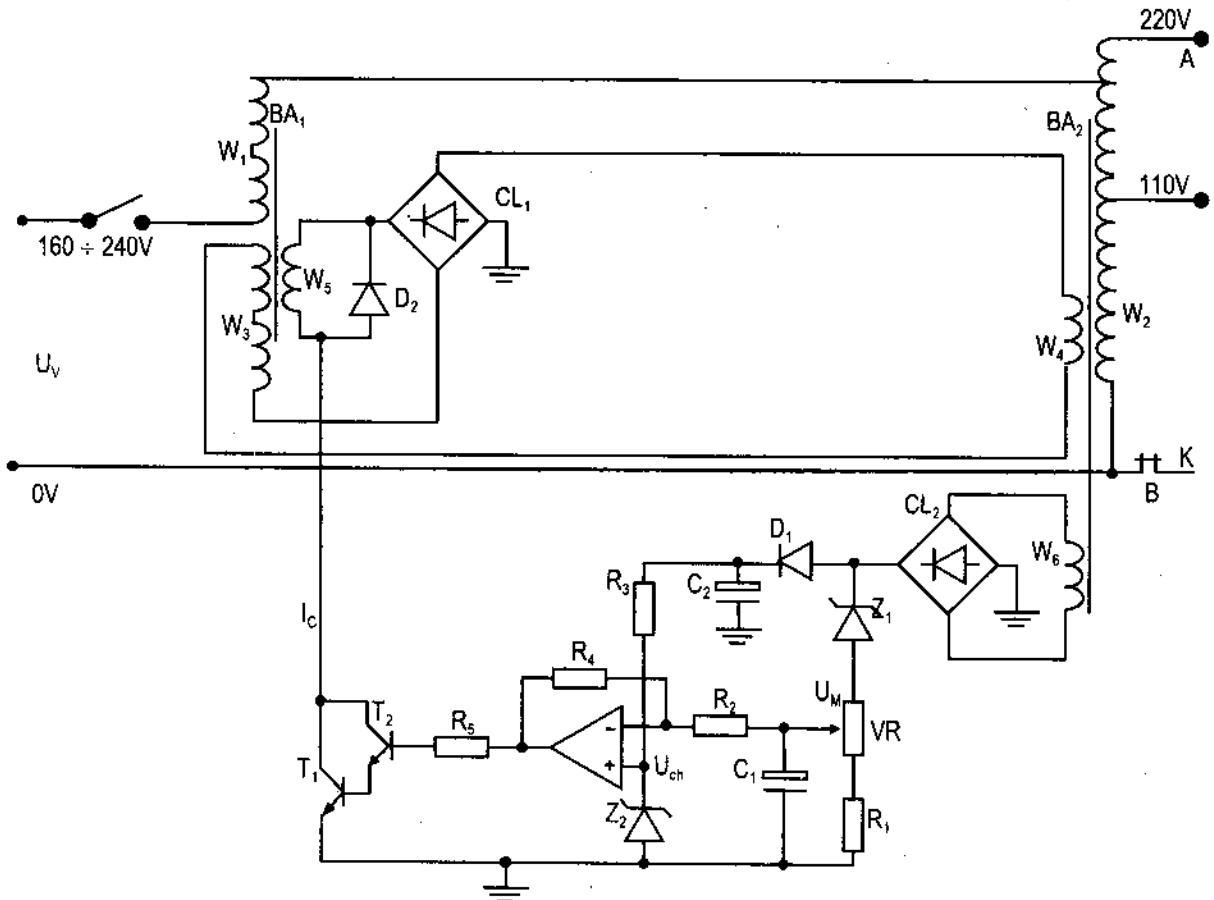
Ổn áp kiểu bù có chất lượng điều khiển tương đương ổn áp servo ở trên. Tuy nhiên, ổn áp kiểu bù cho công suất cao hơn. Bởi lẽ, khâu dễ bị hư hỏng và hay phải bảo dưỡng trong quá trình sử dụng nhất là chổi than. Ở ổn áp kiểu bù, chổi than có dòng điện nhỏ (tuỳ theo tỷ số biến áp BAB), có thể điều khiển được dòng điện trên cuộn bù lớn.

6.2.3. Mạch ổn áp sắt từ

Mạch ổn áp sắt từ thực hiện theo nguyên tắc: điện áp ổn định bằng điện áp vào trừ sụt áp trên phần tử điều chỉnh:

$$U_{\delta} = U_V - \Delta U$$

Hình 6.22 vẽ mạch điều khiển một ổn áp khuếch đại từ.



Hình 6.22. Mạch điều khiển ổn áp sắt từ

Mạch động lực gồm hai biến áp BA_1, BA_2. Biến áp BA_1 có cuộn dây W_1, tác dụng như cuộn chặn, có điện cảm X_L thay đổi theo dòng điện một chiều chạy trong cuộn dây W_5.

Cuộn dây W_1 được chia thành hai cuộn đối xứng quấn trên hai trụ ngoài của lõi sắt chữ E. Cuộn dây W_5 được quấn trên trụ giữa của lõi sắt. Hai nửa cuộn dây W_1 được quấn sao cho từ trường do nó sinh ra ngược chiều nhau trên trụ giữa lõi sắt. Như vậy điện áp

cảm ứng trên W_5 bằng 0V. Cuộn dây W_1 được mắc nối tiếp với một phần của cuộn dây sơ cấp biến áp BA_2.

Biến áp BA_2 có cuộn dây W_6 để lấy điện áp mẫu đưa vào mạch điều khiển điện tử. Cuộn dây thứ cấp W_4 lấy điện áp cảm ứng đưa về nối tiếp với cuộn W_3 của BA_1 để tạo điện áp xoay chiều cho chỉnh lưu CL_1, tạo dòng điện một chiều pbân cực cbo lõi sắt biến áp BA_1. Dòng điện một chiều này qua cuộn dây điều khiển W_5 được điều khiển bởi hai tranzitor T_1, T_2.

Mạcb điều khiển được cấp nguồn từ cuộn dây W_6 cấp điện 12V cho KĐTT. Đồng thời điện áp này qua mạch Z_1–VR–R_1 lấy điện áp mẫu đưa vào cổng đảo của KDTT, đồng thời qua điốt D_1 để cách ly, lọc bằng C_2 tạo điện áp chuẩn U_{ch} đưa vào cổng không đảo của KDTT có điốt ổn áp Z_2 – 5,6V. Đầu ra của KĐTT điều khiển pbân cực cho T_1, T_2.

Biến trở VR được điều chỉnh sao cho $U_M < U_{ch}$ đầu ra của KDTT có điện áp dương, đủ để phân cực cho T_1, T_2 dẫn, tạo dòng điện một chiều I_C qua cuộn W_5, làm nhiệm vụ từ hoá cbo lõi sắt BA_1 sao cbo cuộn dây W_1 giảm điện áp khoảng 60 ÷ 70V. Lúc đó, nếu điện áp lưới là 220V thì qua cuộn W_1 giảm 70V sẽ còn lại trên khoảng AB của biến áp BA_2 là 150V.

Khi điện áp lưới tăng, điện áp trên cuộn W_6 cũng tăng. Lúc đó, điện áp mẫu U_M tăng nên KĐTT có mức chênh lệch ở đầu vào nhỏ làm cho phân cực cho các tranzitor giảm. Dòng điện I_C qua W_5 giảm, giá trị điện cảm của W_1 vì lý do này mà tăng lên, điện áp trên W_1 tăng lên. Do đó, điện áp đưa tới phần AB của cuộn dây biến áp BA_2 giữ ở mức danh định 150V.

6.3. ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ NGUỒN LƯỚI LIÊN TỤC

6.3.1. Khái quát về UPS

a) Chức năng của UPS

Thiết bị cấp nguồn liên tục UPS (Unitterrupting Power Supply) là thiết bị lập tức cấp điện cho phụ tải khi lưới điện chính có chất lượng không đạt yêu cầu. Thiết bị cấp nguồn liên tục dùng cho các phụ tải đặc biệt quan trọng cần nguồn liên tục, như thiết bị cấp cứu ngành y tế, máy tính cá nhân, các trung tâm điện toán... UPS được chế tạo với dãy công suất từ vài trăm oát đến vài trăm kilo oát, đáp ứng cho các loại phụ tải khác nhau. Nguồn cấp thường xuyên cho phụ tải là điện lưới quốc gia, nguồn lưới dự phòng là UPS. Công suất của UPS phụ thuộc vào nguồn dự phòng (thường là acquy) và công suất của các bộ biến đổi. Dung lượng của nguồn acquy thường không được lớn, nên thời gian cấp nguồn của UPS thường là không được dài. Nếu điện lưới hị sự cố lâu dài thì sau một thời gian làm việc (tuỳ thuộc vào công suất pbụ tải), UPS phải dừng làm việc.

b) Phân loại UPS

Có một số cách phân loại UPS:

– Theo cách thức cấp nguồn : có chuyển mạch và không chuyển mạch.

– Theo dạng điện áp ra – dạng điều biến độ rộng xung và dạng xung vuông.

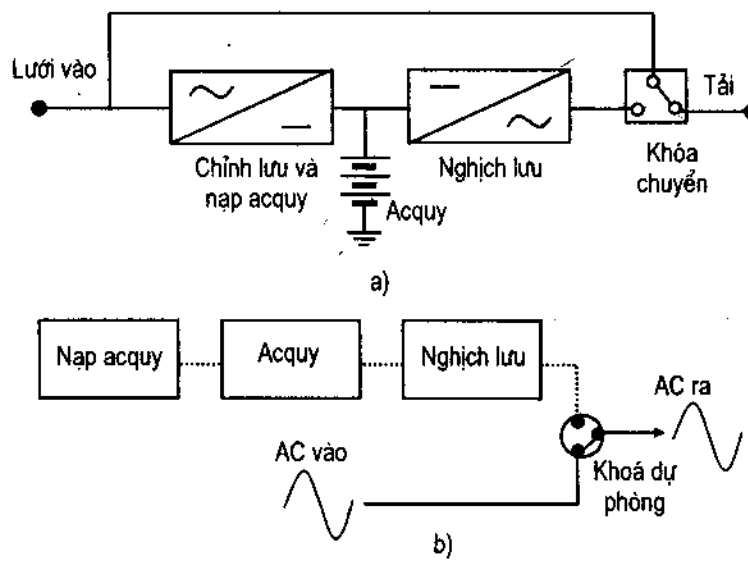
b1) Theo cách phân loại thứ nhất

– UPS có chuyển mạch (Offline UPS).

Loại UPS có chuyển mạch có cấu tạo như trên hình 6.23. Khối acquy được nạp từ nguồn lưới (khi có điện lưới) qua chỉnh lưu và ở trạng thái chờ (vì lúc này chuyển mạch đang nối với lưới).

Khi có điện, bộ chuyển mạch đóng sang phía lưới, tải được nối với nguồn lưới. Khi mất điện lưới, chuyển mạch tự động chuyển tải về phía acquy. Điện một chiều từ acquy qua bộ nghịch lưu biến đổi thành điện xoay chiều có điện áp và tần số phù hợp với tải, thường biến đổi thành điện xoay chiều và tăng áp qua biến áp. Với công suất thấp, khối chuyển mạch là rơle điện cơ, còn ở công suất cao chuyển mạch thường dùng van bán dẫn làm việc ở chế độ đóng – cắt.

Đặc điểm chính của UPS kiểu này là cấu tạo đơn giản, nhưng khi có điện lưới tải được cấp trực tiếp từ lưới nên khó ổn định, còn khi cấp điện từ acquy điện áp ra chưa thật chuẩn vì thiếu bộ lọc, thời gian tác động chậm vì phải qua bộ chuyển mạch, do vậy nó thường được chế tạo với cấp công suất đến cỡ hàng nghìn oát.



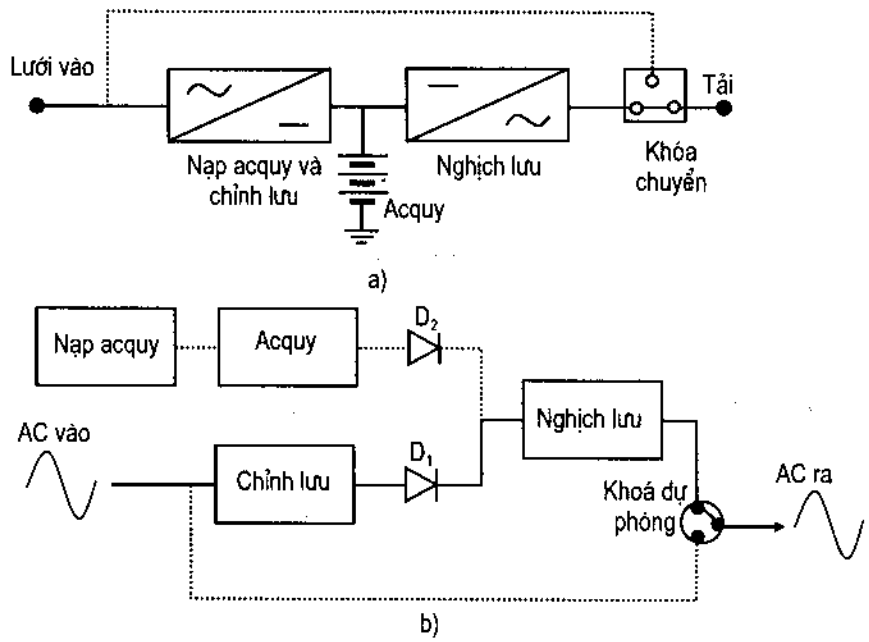
Hình 6.23. UPS có chuyển mạch
a) Sơ đồ khối; b,c) Sơ đồ mô tả nguyên lý.

– UPS không chuyển mạch (Online UPS).

Loại UPS không chuyển mạch giới thiệu nguyên lý trên hình 6.24. Điện lưới xoay chiều được bộ chỉnh lưu chuyển thành điện một chiều nạp cho acquy (hình 6.24a), sau đó điện một chiều của acquy được nghịch lưu thành điện xoay chiều, tăng áp qua biến áp tới giá trị cần thiết để cấp cho tải. Cách cấp điện như thế này làm cho acquy luôn luôn làm việc ở chế độ nạp xả nên tuổi thọ acquy thấp.

Cách thiết kế phổ biến được lựa chọn như trên hình 6.24b. Hai nguồn điện một chiều qua D_1, D_2 cùng được cấp tới mạch nghịch lưu (biến đổi điện một chiều DC thành xoay

chiều AC, thường là dạng cầu H). Hai đường cấp điện này được thiết kế có giá trị không bằng nhau, điện áp chỉnh lưu từ lưới được thiết kế cao hơn điện áp từ acquy. Điện áp một chiều đầu ra của bộ tăng áp acquy được thiết kế nhỏ hơn điện áp chỉnh lưu và lọc lấy từ lưới theo thông số danh định. Ví dụ, điện áp nguồn lưới 220V, sau khi chỉnh lưu và lọc thì anốt D_1 có giá trị 308V, khi đó điện áp sau khi tăng áp acquy điện áp anốt D_2 được thiết kế ví dụ 305V.



Hình 6.24. UPS không chuyển mạch
a) Acquy luôn cấp điện; b) Acquy chờ.

Nhờ có hai điốt D_1, D_2 ở đầu vào của bộ nghịch lưu mà chỉ có một đường cấp cho tải.

Khi có điện, do đầu ra của bộ chỉnh lưu từ lưới được thiết kế với giá trị cao hơn, điốt D_1 dẫn làm cho D_2 khoá (do điện áp từ acquy thấp hơn nên D_2 phân cực ngược), tải tự động nhận điện từ lưới.

Khi lưới gặp sự cố (mất điện hay giảm áp), nguồn cung cấp được lấy từ acquy qua điốt D_2, qua bộ nghịch lưu và bộ lọc tới tải. Loại UPS này có cấu tạo phức tạp hơn nhưng có nhiều ưu điểm hơn loại trên. Với sự tiến bộ của kỹ thuật điện tử và điều khiển, loại UPS này được dùng rộng rãi trong các hệ cấp nguồn đòi hỏi chất lượng cao.

Cả hai loại UPS trên đều có chung nhược điểm, đó là thời gian làm việc không dài và phụ thuộc rất nhiều vào dung lượng của bộ acquy.

Loại UPS không chuyển mạch có chất lượng tốt hơn và được sử dụng rộng rãi hơn, nên ở phần sau nghiên cứu về loại UPS này.

b2) Theo cách phân loại thứ hai

– Điện áp đầu ra dạng xung vuông, loại này có thể cấp cho các tải là TV, máy tính... những loại tải mà nguồn đầu vào thường được chỉnh lưu, băm xung tần số cao rồi mới qua biến áp.

– Điện áp đầu ra dạng điều biến độ rộng xung, loại này có chất lượng điện tốt hơn. Người ta thường tìm cách sửa dạng điện áp xung vuông thành điện áp hình sin bằng điều biến độ rộng xung.

6.3.2. Cấu tạo UPS

Những hệ thống UPS trước đây được thiết kế sử dụng các mạch tương tự. Ngày nay, những hệ thống này được nhiều nhà chế tạo đưa ra thị trường có phần điều khiển tích hợp trong một vi xử lý (PIC17C4X Microcontroller Benefits) cho tín hiệu ra hình sin xoay chiều và những đặc điểm tiện lợi sau đây:

– Chất lượng tín hiệu sin cao: Tín hiệu đưa vào cao cho phép tín hiệu ra chất lượng tốt.

– Linh hoạt: Điều khiển và hoạt động có thể lập trình bằng phần mềm.

– Có thể di chuyển dễ dàng.

– Mạch phản hồi có thể thay đổi được.

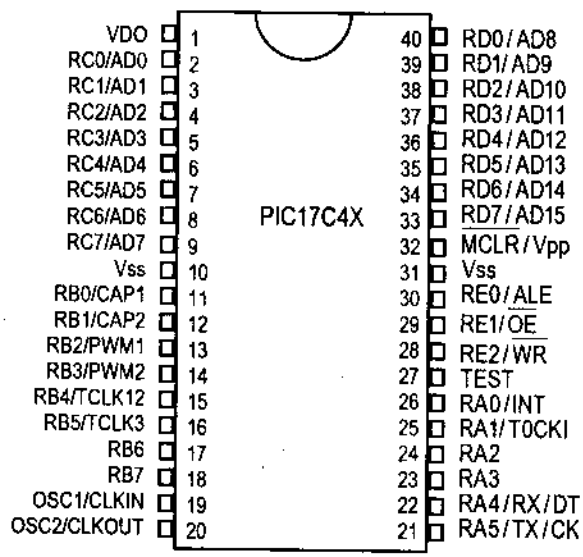
– Tín hiệu lọc số.

– Tích hợp trong một chip.

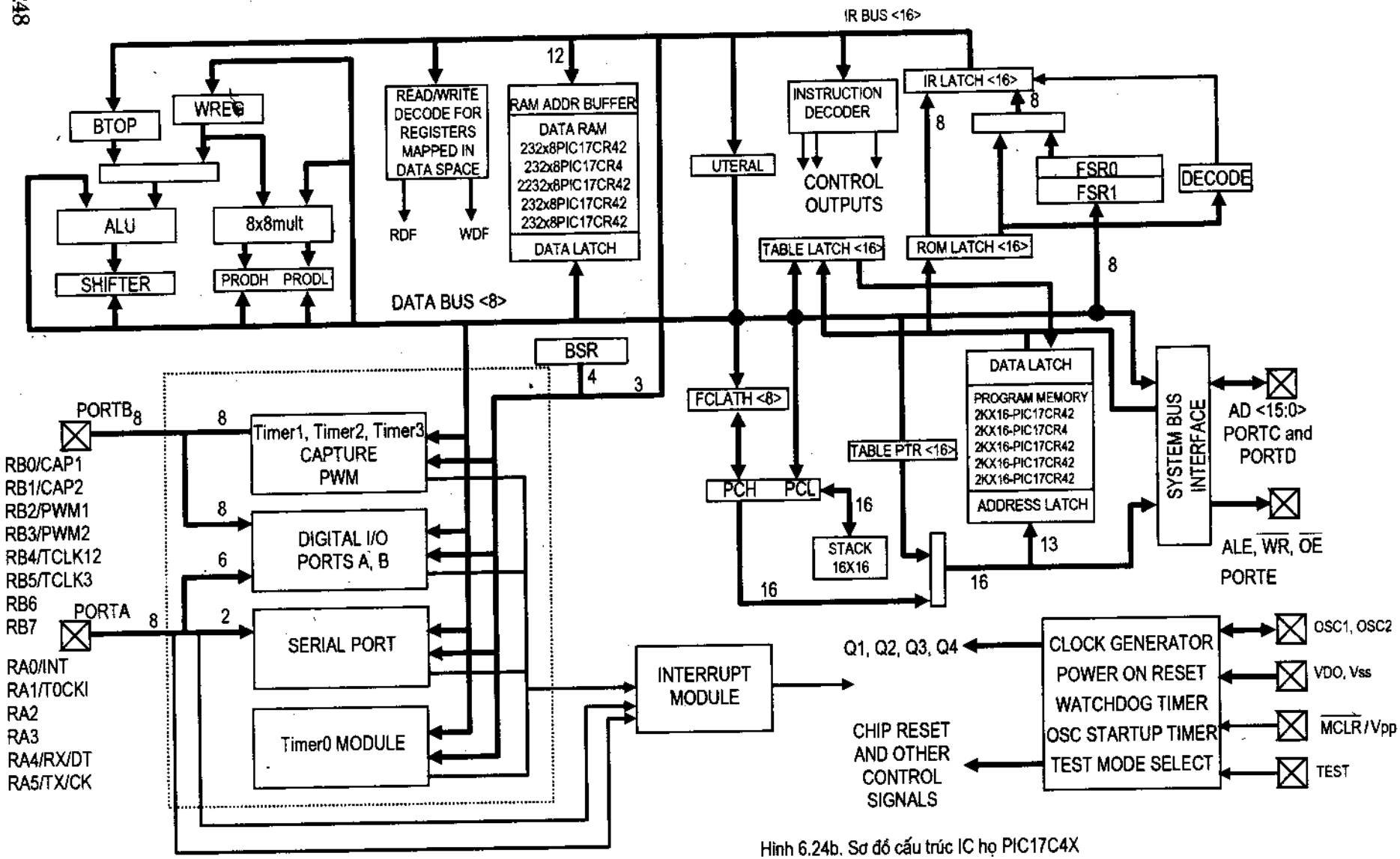
– Giao diện đơn giản.

Khái quát chung: PICREF–1

Chip PIC17C43 (có sơ đồ chân trên hình 6.25a và cấu trúc trên hình 6.25b) điều khiển tất cả hệ thống UPS. Nó là một trong những loại chip cho hiệu suất cao, giá thành thấp. PIC17C43 điều chế độ rộng xung điều khiển một bộ biến tần có tín hiệu đầu ra đưa tới tải dạng xoay chiều hình sin.



Hình 6.25a. Sơ đồ chân của vi điều khiển PIC17C4X



Hình 6.24b. Sơ đồ cấu trúc IC họ PIC17C4X

Thuật toán điều khiển và phần mềm được viết bằng ngôn ngữ C để lưu giữ và thay đổi.

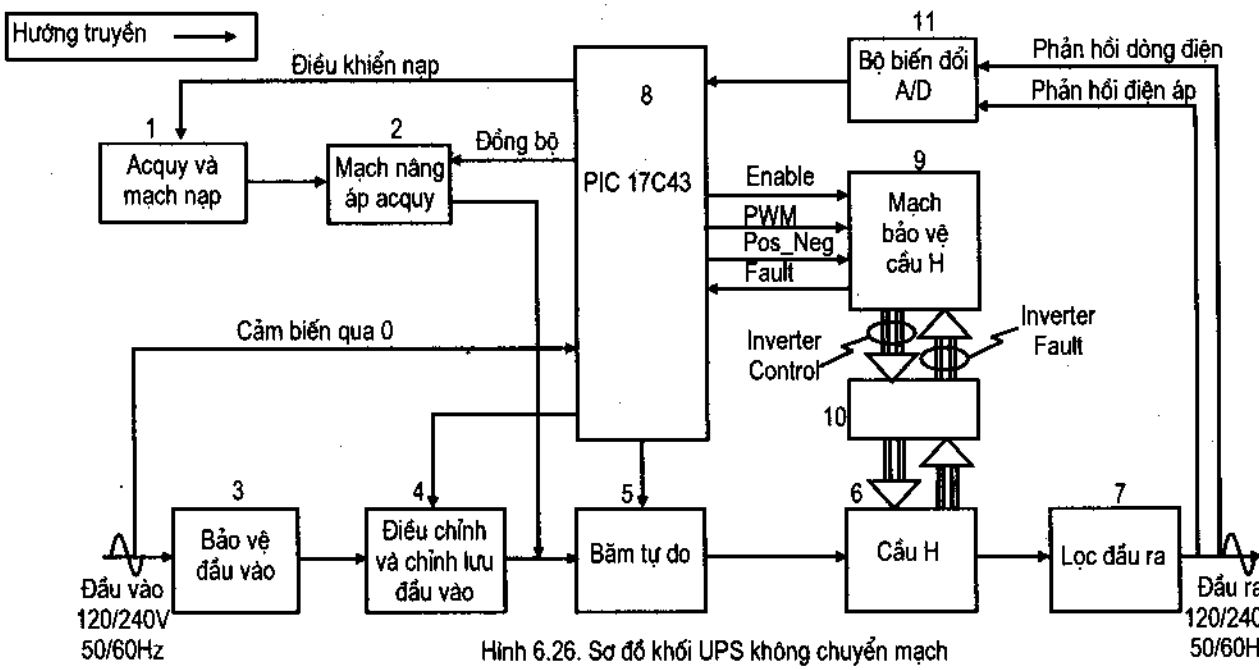
Đường truyền công suất cho của một UPS điển hình được giới thiệu trên hình 6.25. UPS được cấp nguồn từ nguồn lưới nếu nó nhận năng lượng từ lưới hoặc từ acquy khi mất điện lưới.

a) Sơ đồ khối

Sơ đồ khối loại UPS không chuyển mạch sử dụng Chip PIC17C4X được vẽ trên hình 6.26. Hoạt động của UPS có thể được giải thích qua các khối như sau.

** Đường truyền công suất (POWER FLOW)*

Khi năng lượng cho tải được nhận từ lưới, nguồn điện đầu vào được lọc và bảo vệ bởi mạch *bảo vệ đầu vào*. Sau đó, nó đến modul *điều chỉnh và chỉnh lưu đầu* vào để chuyển tín hiệu vào xoay chiều (AC) thành điện áp một chiều (DC). Bộ nguồn chỉnh lưu này, cùng với điện áp DC được tạo ra từ mạch acquy (đã được nâng thế) đưa tới đầu vào của mạch nghịch lưu cầu H. Khi điện áp nguồn lưới bình thường, tải được cấp từ nguồn lưới, khi mất điện lưới tải được cấp điện từ acquy.



Hình 6.26. Sơ đồ khối UPS không chuyển mạch

** Các khối trong mạch động lực*

Đường cấp điện từ phía acquy bao gồm:

1. Acquy và mạch nạp acquy – Battery & Battery charger.

2. Mạch nâng áp acquy – Battery boost circuit.

Phía nguồn cấp từ lưới gồm các khâu:

3. Mạch lọc và bảo vệ điện áp nguồn – Input Power Protection.

4. Điều chỉnh và chỉnh lưu điện áp nguồn thành một chiều – Power correction & Rectification, UPS có chuyển mạch không có khâu này.

Hai đường cấp điện trên nhập với nhau vào khối:

5. Mạch ổn định giá trị điện áp bằng băm xung hay biến tần – Free running chopper.

Biến đổi từ điện một chiều đưa đến tải qua:

6. Mạch nghịch lưu cầu H – H Briđger.

7. Mạch lọc đầu ra – Output Filtering.

** Các khối trong mạch điều khiển*

Mạch điều khiển nạp acquy (khối 1), tăng áp acquy (khối 2), chỉnh lưu từ lưới (khối 4), ổn định điện áp (khối 5) thường được thiết kế bằng mạch tuyến tính, các mạch điện tử hay IC chuyên dùng được ứng dụng cho các mạch này. Mạch điều khiển quyết định chất lượng điện áp ra là mạch điều khiển cầu H, được thực hiện bởi các khối:

8. Vi xử lý điều khiển UPS loại PIC17C43 – Tất cả những modul đồng bộ, điều khiển, tìm lỗi đều được quản lý bởi chip PIC17C43.

9. Khối bảo vệ cho IGBT.

10. Mạch kết nối điều khiển van động lực.

Để ổn định điện áp ra được thiết kế mạch hồi tiếp:

11. Mạch hồi tiếp, dùng bộ biến đổi A/D converter cung cấp tín hiệu phản hồi cho PIC17C43 cho việc giám sát tín hiệu đầu ra.

b) Chức năng và hoạt động của các khối

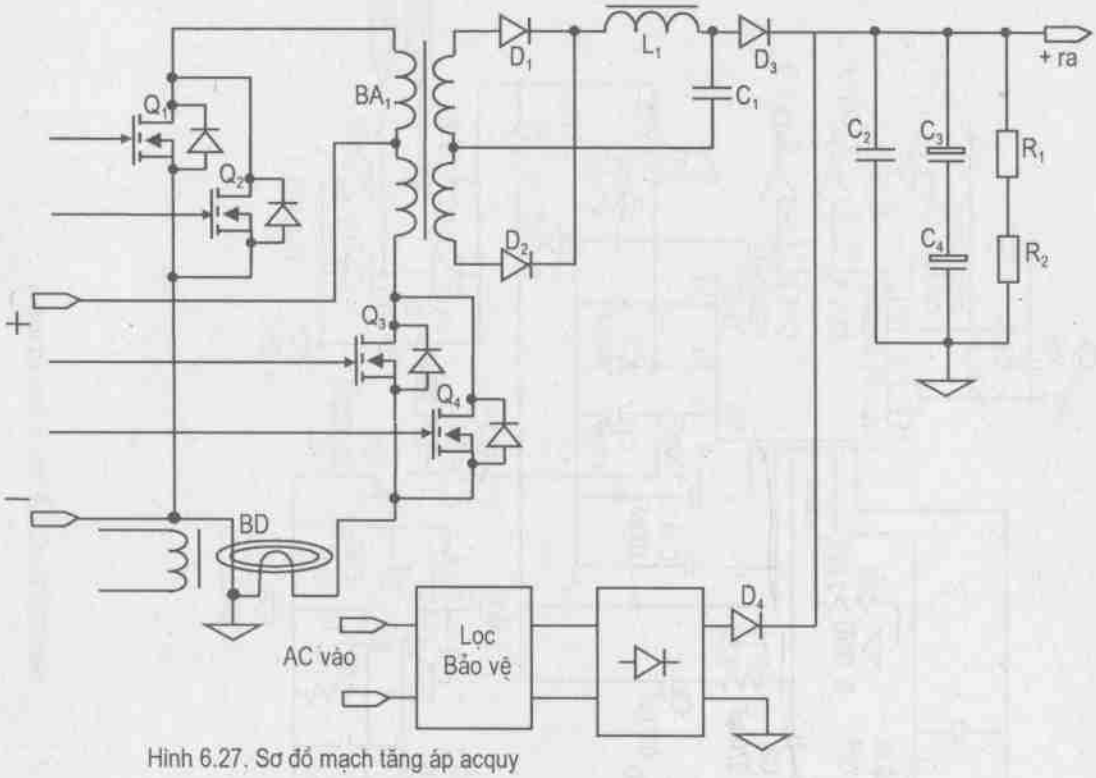
– Mạch nạp acquy: Acquy được nạp từ nguồn lưới đầu vào có điện áp theo thông số của acquy. Acquy tự động ngắt nạp khi điện áp vào thấp hơn thông số danh định và khi acquy đã nạp đầy. Khi mất điện lưới, acquy tự động cấp điện cho tải.

– Mạch tăng áp acquy: Điện áp acquy sẽ được tăng áp lên để đưa tới đầu vào của mạch nghịch lưu tần số cao cùng với điện áp từ lưới, theo nguyên tắc như hình 6.26.

+ Mạch tăng áp cho acquy có thể được giải thích như sau:

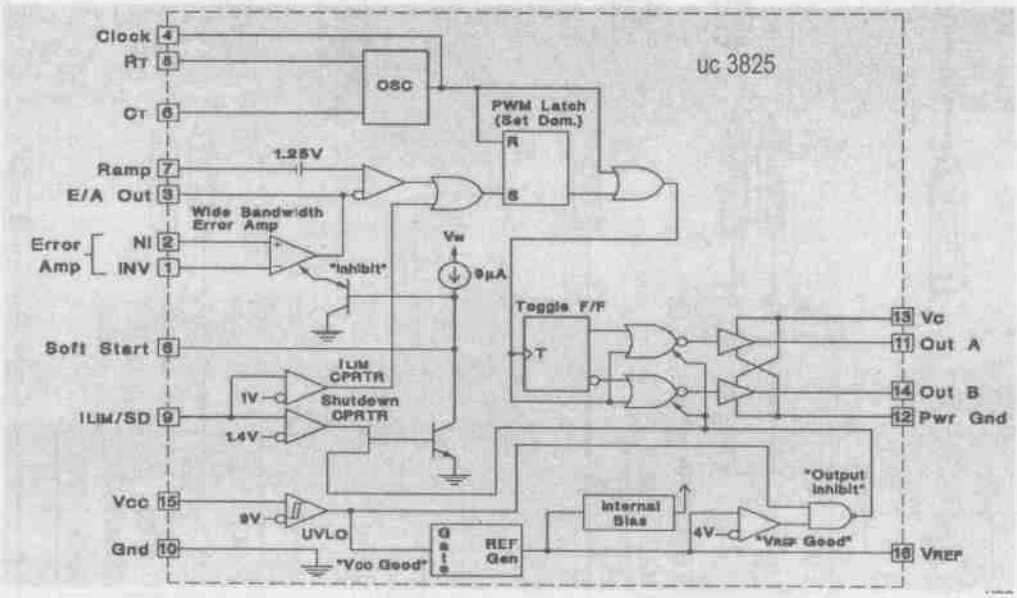
Điện áp acquy được đưa tới điểm trung tính cuộn sơ cấp biến áp BA_1, hai cặp Mosfet Q_1, Q_2 và Q_3, Q_4 (mắc song song từng cặp như hình 6.26) nối chung nhau cổng nguồn S để nối tới cực thứ hai của acquy, các cổng máng Đ của Q_1, Q_2; Q_3, Q_4 nối tới các đầu còn lại của sơ cấp biến áp. Mạch này là mạch nghịch lưu độc lập với biến áp có trung tính. Đầu ra (thứ cấp) của biến áp BA_1 được nối tới mạch chỉnh lưu cả chu kỳ với biến áp trung tính bằng hai điốt $Đ_1$, $Đ_2$, sau đó lọc bằng mạch L_1, C_1. Với mục đích giảm khối lượng và kích thước biến áp, mạch nghịch lưu thường được thiết kế cho làm việc với tần số cao, thường thiết kế trong khoảng (20 ÷ 30)kHz, do đó điện cảm L_1 và tụ C_1 cũng có thông số không lớn.

Điện áp của mạch tăng áp acquy được tăng sao cho khi nguồn lưới có điện, tải nhận năng lượng từ nguồn lưới.



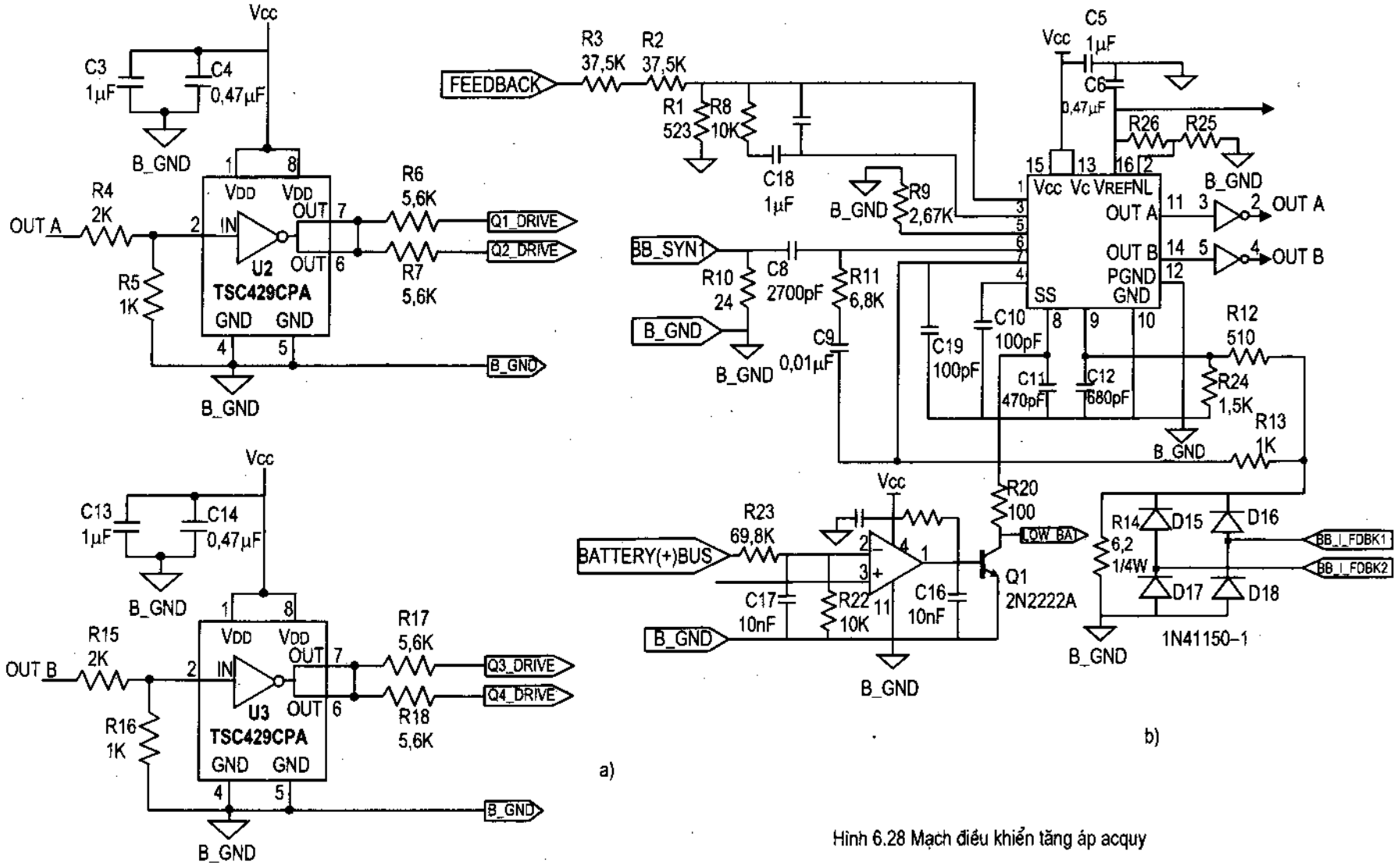
Hình 6.27. Sơ đồ mạch tăng áp acquy

+ Điều khiển mạch tăng áp acquy: Điều khiển mạch biến tần nâng áp acquy ở trên có thể dùng IC UC3825 (sơ đồ cấu trúc vẽ trên hình 6.28).



Hình 6.28. Sơ đồ cấu trúc UC3825

Mạch điều chế độ rộng xung UC3825 (hình 6.28) được sử dụng để điều khiển tăng áp, tuỳ thuộc vào sự tích hợp tính năng điều khiển, bảo vệ và giá thành của nó. UC3825 được tối ưu hoá cho chế độ công suất cung cấp cho các ứng dụng ở tần số đóng cắt cao. Mạch kết nối từ đầu ra của hình 6.29b tới van tranzitor được vẽ trên hình 6.29a.

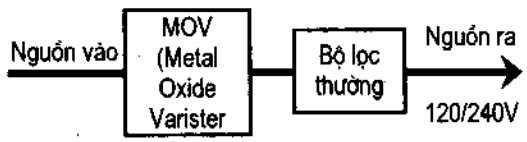


Hình 6.28 Mạch điều khiển tăng áp acquy

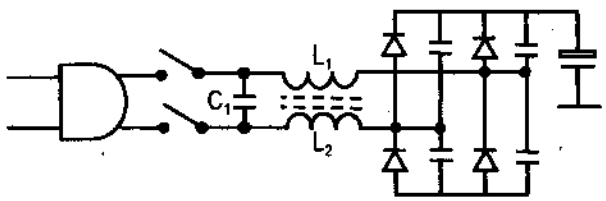
– Mạch lọc đầu vào của UPS (hình 6.30).

Mạch lọc đầu vào cung cấp tín hiệu bảo vệ cho UPS và cách ly với nguồn. Bộ phận chính của mạch này là MOV, nó khử xung lớn và nhọn, vì vậy đầu vào được lọc phẳng.

Việc lọc và bảo vệ đối với xung lớn, nhọn là rất quan trọng trong việc thiết kế UPS. Tín hiệu lọc đầu vào phụ thuộc nhiều vào những đặc điểm thiết kế trên (bảo vệ, nối đất, giao diện).



Hình 6.30. Mạch lọc đầu vào của UPS



Hình 6.31. Mạch lọc nhiễu đầu vào

Có nhiều mạch lọc đầu vào đã được các nhà chế tạo thiết kế. Hình 6.31 giới thiệu một trong các mạch đó là mạch lọc bằng LC.

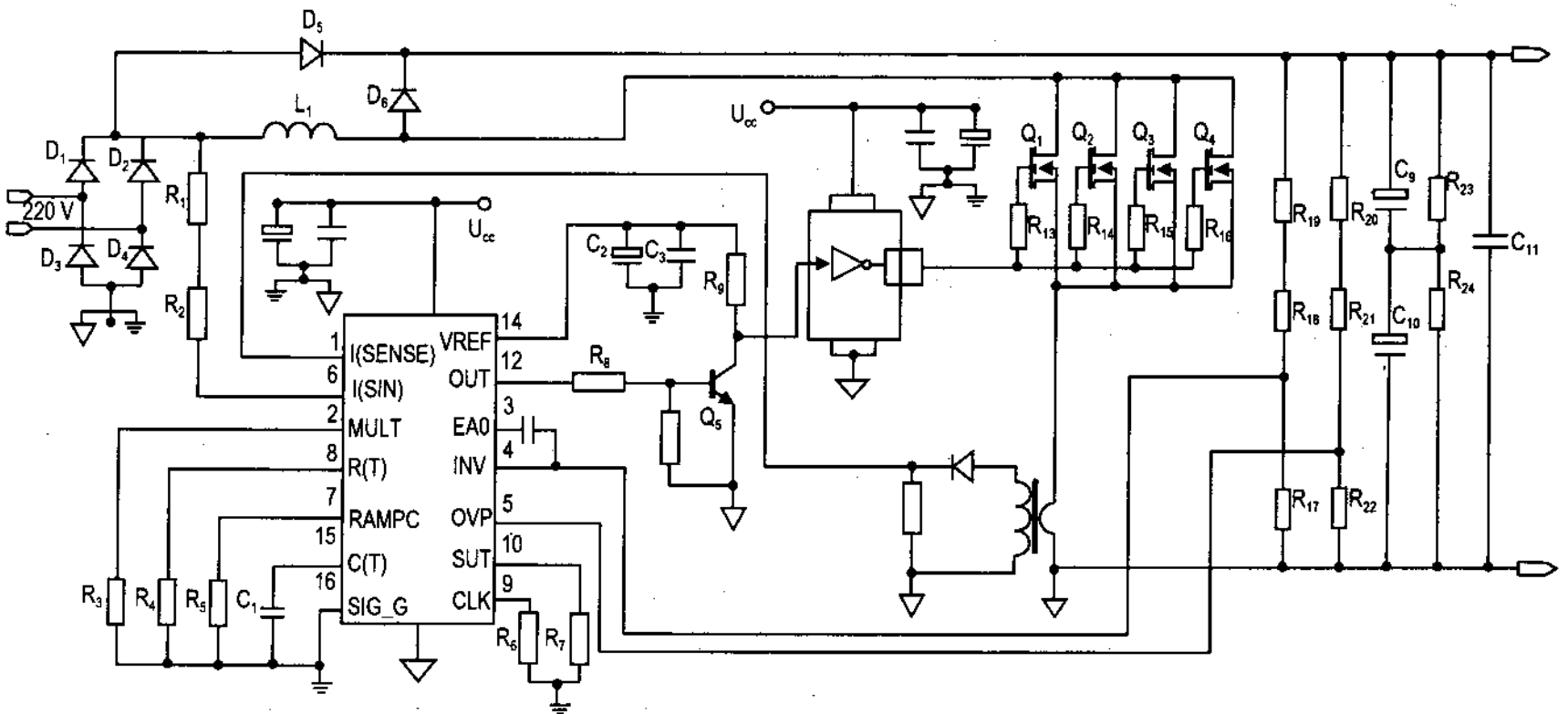
Điện áp xoay chiều trước khi đưa tới chỉnh lưu để biến đổi thành điện một chiều được dẫn qua mạch C_1, L_1, L_2.

Nếu có nhiễu trên đường dây từ bên ngoài truyền vào, C_1 sẽ dập tắt, nếu chưa lọc hết được L_1, L_2 lọc tiếp.

Tuy nhiên, do tính tự cảm của $L_1 - L_2$ và cuộn dây biến áp xung phía sau chỉnh lưu xuất hiện xung điện áp làm hỏng chỉnh lưu, các xung này được loại bỏ bằng các tụ mắc song song với các điốt.

– Mạch chỉnh lưu và hiệu chỉnh (Power factor correction and Rectification PFC):

Điện áp xoay chiều được chỉnh lưu thành điện một chiều, lọc thành điện áp tương đối bằng phẳng để cung cấp cho mạch nghịch lưu ở phía sau. Chất lượng điện này chưa thật lý tưởng, khâu hiệu chỉnh (PFC) hiệu chỉnh chất lượng cấp nguồn một chiều trước khi đưa tới mạch ổn áp phía sau. Khâu hiệu chỉnh hoạt động theo nguyên tắc nạp và xả năng lượng của cuộn dây điện cảm L_1 (hình 6.32). IC chuyên dùng hiệu chỉnh công suất các mạch băm xung UC3854 được sử dụng để thực thi nhiệm vụ trên. Các tín hiệu phản hồi được đưa về các chân 4, 5 (hình 6.32), sau khi xử lý UC3854 xuất tín hiệu cho Q_5 điều khiển các Mosfet $Q_1 - Q_4$ mở hay khoá để nạp hay xả năng lượng cuộn dây L_1.



Hình 6.32. Mạch PFC

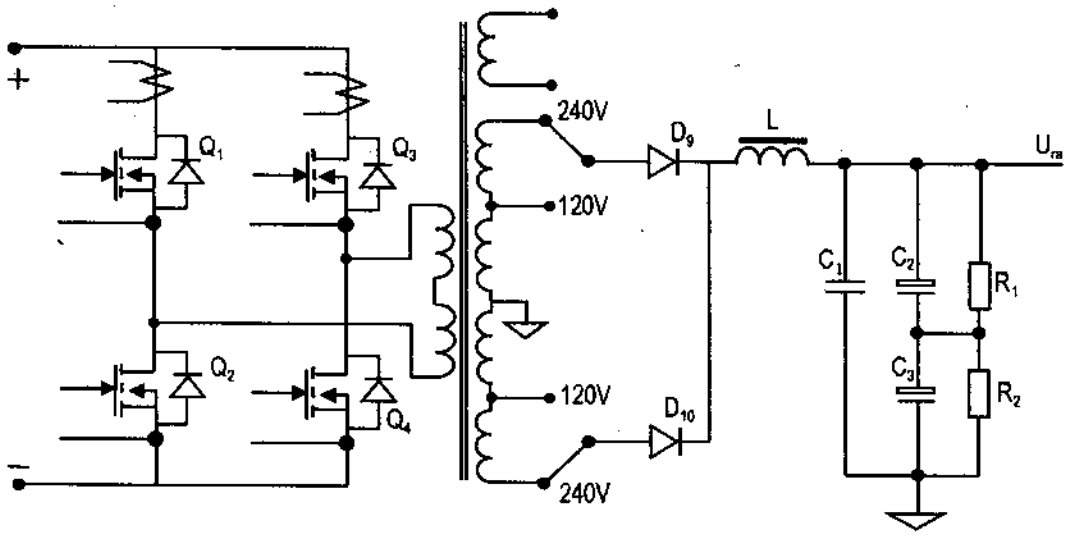
– Điện áp một chiều đầu vào cho mạcb ngbịch lưu:

Điện áp ĐC đầu vào cho mạch ngbịch lưu dược cấp từ hai đường: *một là* điện áp ĐC được tạo ra từ nguồn lưới khi hoạt động bình thường (có diện áp nguồn lưới) *hai là* từ mạch nâng áp acquy kbi không có nguồn lưới. Nhằm nâng cao chất lượng cấp điện của UPS điện áp một chiều này trước kbi đưa tới cầu H cần qua mạch ổn áp một chiều.

– Mạcb ổn áp một cbiều:

Nhằm mục đích ổn định điện áp đầu ra và thay dổi nấc điện áp ra, người ta đưa tbêm mạch ổn áp hình 6.33. Mạch ổn áp tạo ra xung vuông xoay chiều gấp hai lần cực đại của ĐC. Tần số của nó là 100kHz và chu kỳ làm việc của xung vuông xấp xỉ 45%. Khi đầu ra có sự thay đổi điện áp, qua bộ biến đổi A/D vi xử lý tự động tbay đổi độ rộng xung điều khiển các Mosfet (hình 6.33) để tự động điều cbỉnh điện áp ra (sau bộ chỉnh lưu $Đ_9$, $Đ_{10}$) kéo về trị số đặt.

Đầu ra của mạch ổn áp một chiều cung cấp cho biến áp, nó sẽ tạo điện áp đầu ra dựa trên biên độ của nguồn lưới cbo tải. Một rơle chọn đầu ra thứ cấp của hiến áp, nó diều khiển để có mức điện áp 120V hay $240V_{AC}$ ở đầu ra. Đầu ra được cbỉnh lưu qua $Đ_9$, $Đ_{10}$ trả diện áp về dạng một chiều. Điện áp một chiều này đã ổn định. Một mạch lọc L – C – R được thiết kế ở đầu ra nhằm lọc các xung điện áp của cả nguồn và tải.



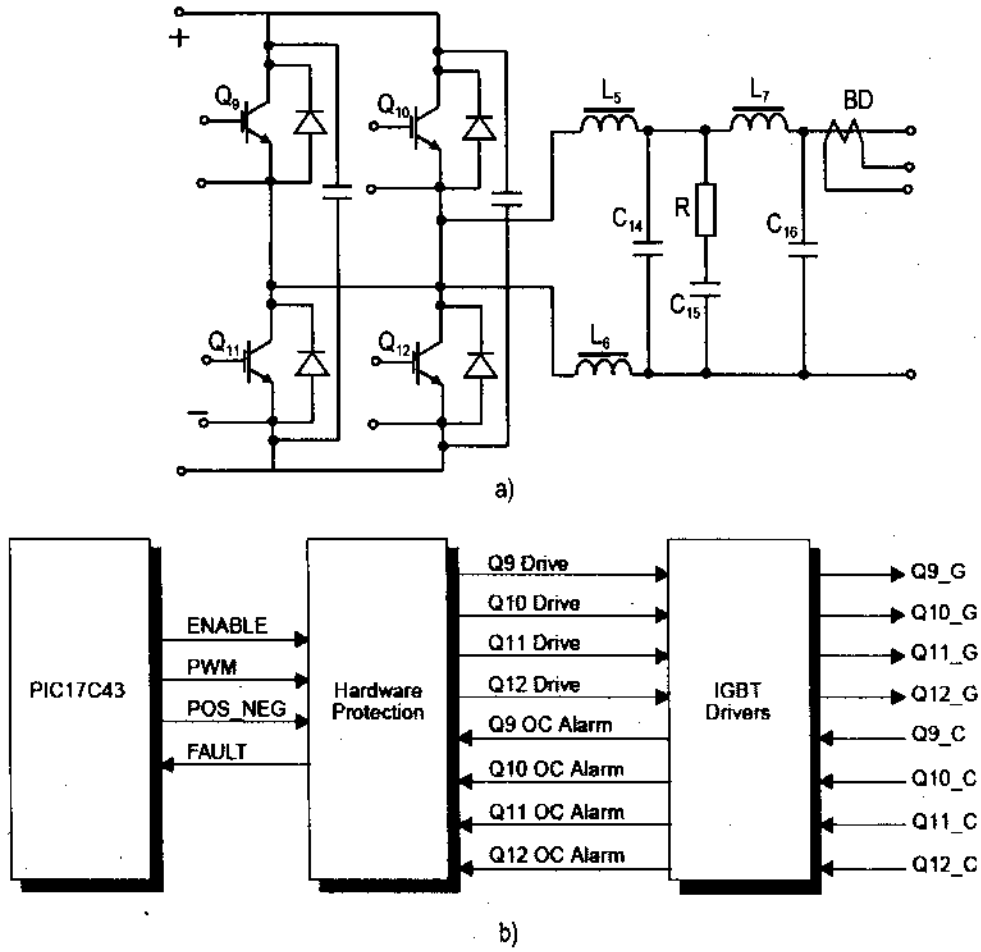
Hình 6.33. Mạch ổn áp

– Mạch nghịch lưu và lọc đầu ra:

Đầu vào của hộ nghịcb lưu cầu H lấy từ mạch ổn áp một cbiều đã được ổn định, sau đó cung cấp cho mạch cầu H như trên hình 6.34 (Q_9, Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}). Cầu H được điều kbiển bởi chip PIC17C43 làm việc ở tần số 25MHz.

Đầu ra của cầu H có đạng sóng cơ bản hình cbữ nbật với tần số tbeo tần số sóng mang không đổi là 25kHz nhưng có độ rộng thay đổi sao cbo pbù hợp với giá trị của tín hiệu hìnb sin mong muốn. Điện áp này tbường có dạng diều biến độ rộng xung.

Đầu ra được lọc bằng mạch L_5, L_6, L_7, C_{14}, C_{15}, C_{16}. Với các thông số điện cảm và tụ điện thích hợp đầu ra có điện áp hình sin.



Hình 6.34. Mạch nghịch lưu cầu H và lọc

Mạch điều khiển nghịch lưu cầu H, được thiết kế theo nhiều nguyên tắc và nhiều mạch khác nhau. Trong tài liệu này, điều khiển cầu H được lấy từ vi điều khiển PIC17C43. Tín hiệu điều chế độ rộng xung được lập trình điều khiển bên trong vi điều khiển.

Ở đây, có xét cả mạch bảo vệ phần cứng và IGBT, vì vậy nó điều khiển quá trình tạo ra tín hiệu hình sin như giới thiệu trên hình 6.33b.

– Vi điều khiển PIC17C43:

Hơn nữa, việc sử dụng vi điều khiển PIC17C43 không những linh hoạt mà còn dễ dàng sửa đổi. Dùng PIC17C43 với vòng thay đổi tương ứng và phần mềm có thể điều chỉnh với các loại tải khác nhau. Tín hiệu lọc số là một lợi ích khác của vi điều khiển khi nó làm giảm một số thành phần, đó là điều cần thiết cho tín hiệu lọc tương ứng.

+ Mạch bảo vệ và mạch lái IGBT:

Chip PIC17C43 điều khiển mạch cầu H qua mạch bảo vệ phần cứng. Tranzitor cực cửa cách ly (IGBT) được ưa dùng trong cầu H hơn tranzitor trường (Mosfet) là do điện trở ON của nó thấp hơn. Mặc dù IGBT có thời gian đóng chậm hơn MOSFET, tần số làm việc tương đối thấp (25kHz).

Tín hiệu điều khiển cầu H nối tới PIC17C43 qua mạch bảo vệ phần cứng và mạch lái IGBT. Các tín hiệu điều khiển này gồm : Enable, Fault, Pos_neg và PWM.

Tín hiệu Enable sẽ cho phép hay không cho phép tất cả các khả năng điều khiển qua cầu H. Nó là tín hiệu cho phép có tính chất cục bộ.

Tín hiệu Fault sẽ kết nối khối hệ thống điều khiển tự động với Enable, nhưng có thể khởi động lại trong phần mềm để phần cứng có thể chấp hành được. Khi có sự cố bất ngờ, phần cứng của cầu H có thể có phản ứng nhanh hơn cả phần mềm của PIC17C43. Vì vậy mà ngăn được sự phá hủy IGBT.

Tín hiệu Pos_neg điều khiển cầu H trong quá trình điều chế cả tín hiệu âm và dương cho sóng tạo ra.

Quá trình điều chế (thường dùng điều chế độ rộng xung PWM) tồn tại trong mạch bảo vệ phần cứng. Mạch bảo vệ cũng cho phép thời gian "chết" của IGBT trong suốt quá trình chuyển trạng thái.

+ Mạch phản hồi A/Đ:

Phản hồi âm của tín hiệu sin AC đầu ra được thực hiện bởi bộ chuyển đổi A/Đ 8 bit ngoài vi xử lý. 8 bit của A/Đ được coi là phù hợp với tốc độ hoạt động của chip PIC17C43.

Cả dòng điện và điện áp ra đều được giám sát bởi bộ chuyển đổi A/Đ. Điện áp được cảm nhận ở đầu ra và cấp cho A/Đ qua một mạch khuếch đại. Điện áp được làm suy giảm đi khi đến đầu vào của A/D. Dòng điện được giám sát qua một biến dòng.

Dòng điện và điện áp đầu vào thường sửa bất kỳ lỗi nào cho biên độ của sóng đầu ra. Điện áp ra được lấy mẫu 32 lần trên một nửa sóng, sẽ cho kết quả là một sóng ra với 1,5% biến dạng khi PIC17C43 chạy ở tần số 25MHz.

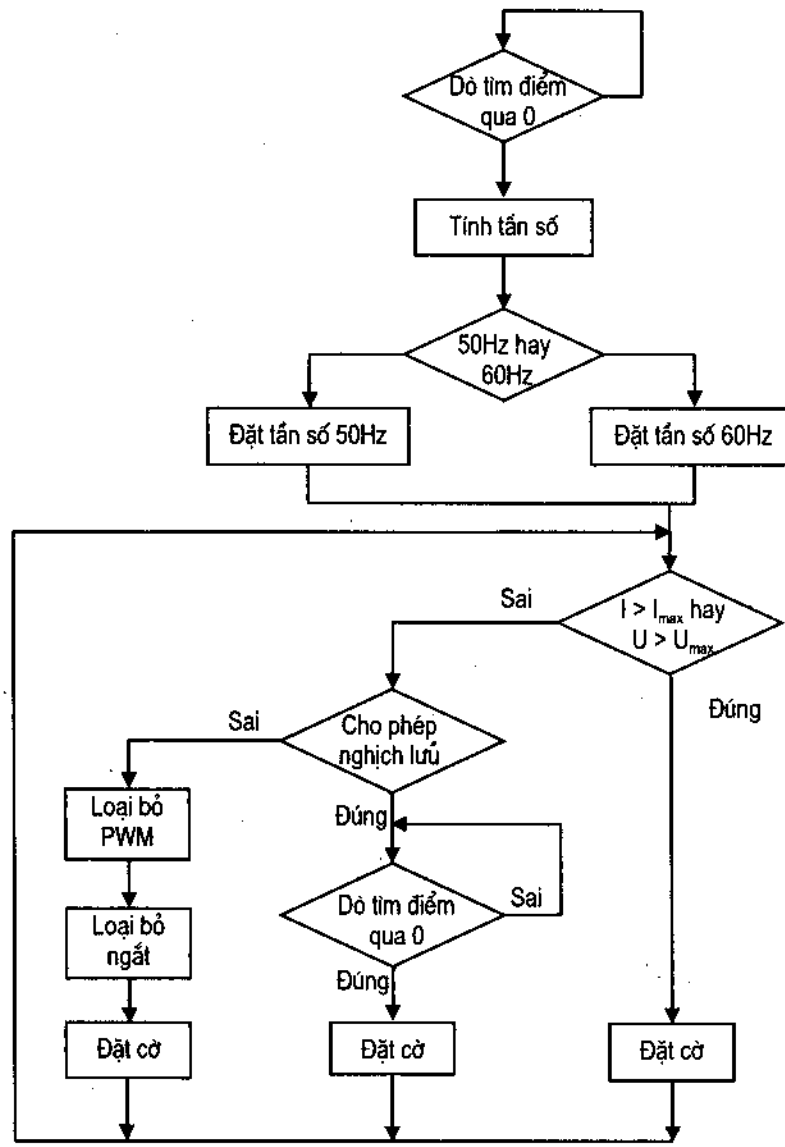
Thông tin của sóng ra được so sánh với thông tin của đầu vào khi đi qua điểm 0 để cung cấp tín hiệu vào/ra đồng bộ hoá. Tín hiệu thăm dò điểm 0 được đưa trực tiếp từ sóng vào và thường chỉ ra ngay khi điểm 0 được phát hiện. Chip PIC17C43 đo từ điểm 0 này đến điểm 0 kế tiếp để tính toán tần số sóng vào.

+ Phần mềm điều khiển:

Chip PIC17C43 dùng phần mềm để điều khiển hoạt động của sóng sin AC đầu ra. Nó quan trọng đến mức, vòng phản hồi tương ứng phải phản ứng đủ nhanh để làm nhỏ nhất sự biến dạng của sóng đầu ra. Vì vậy, việc đưa tất cả vào một vi điều khiển là một giải pháp tối ưu.

Cấu trúc của PC17C43 (hình 6.24) cung cấp cho tất cả mọi hoạt động điều khiển số học với sai số nhỏ nhất. Kiến trúc này đủ hiệu quả để thiết bị có thể chạy ở tần số 33MHz (12ns/chu trình lệnh). Vì vậy, có thể dễ dàng làm việc ở 25MHz (160ns/chu trình lệnh) để thoả mãn sai số yêu cầu. Hệ thống có tổng sai số là 3% nếu không có phản hồi và 1.5% nếu có phản hồi.

Phần mềm điều khiển cầu H được cho trên hình 6.35. Chức năng chính của phần mềm là tìm kiểm điểm qua 0 và tính toán tần số đầu vào. Dựa trên tính toán người ta đã đưa ra một bảng kết quả chính xác.



Hình 6.35. Chương trình điều khiển UPS

Chương 7. Điều kkiển số

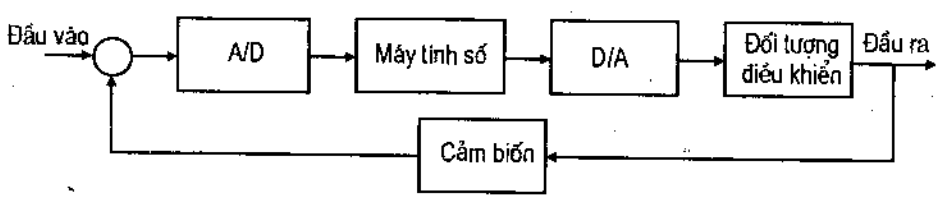
Ngày nay máy tính đaug trở thành một phần không thể thiếu trong hầu hết các bệ thống điều khiển thời gian thực. Với sự ra đời của các vi xử lý (μP) và các vi điều khiển (μC) trong mấy thập kỷ qua, việc sử dụng các máy tính trong các ứng đụng điều khiển ngày càng tăng lôn. Các vi điều kbiển là các máy tính tất cả troug một chip (dơu chip, single–chip) có thể dùng để điều khiểu các bệ thống thời gian thực. Các thiết bị này có giá thấp, đơn chip và dễ dàng lập trình. Bau đầu các vi điều khiển được lập trình bằng hợp ngữ (Assembly) của phần cứng đích. Hiện uay, việc lập trình cho chúng có thể dùng các ngôn ngữ bậc cao như BASIC, PASCAL, hay C. Diều này dẫu đến mọi thuật toáu điều khiển pbức tạp đều có thể phát triển và thực hiện trên các vi điều khiển.

Trong chương này trang hị một số kiến thức cơ bản trong việc phân tích, tính toán, thiết kế và thực hiện các bệ thống điều khiển số.

7.1. HỆ THỐNG SỐ VÀ CHUYỂN ĐỔI Z

Một bệ thống số hoạt động dựa trên các tín hiệu giáu doạn. Một máy tính số PC (hoặc vi điều khiển μC, hoặc vi xử lý μP) được dùng như là một bộ điều khiển trong hệ thống đó. Một bộ chuyển đổi tín hiệu từ tín hiệu số thành tín hiệu tương tự D/A thường được nối với đầu ra của máy tính dể điều khiển đối tượug diều khiển. Thông thường tất cả các tín hiệu đi vào và đi ra kbỏi máy tíuh ở các thời điểm cố định và được biết đến ubư là các thời điểm lấy mẫu.

Một hệ thống diều khiển số điển hình được dưa ra trơng hình 7.1. Máy tính số thực biện chức nâug của hộ điều khiển hay chức năng hù trong hệ thống. Bộ chuyển đổi tín hiệu tương tự – số A/D chuyển đổi các tín hiệu sai lệch dạng tín biệu tương tự thành dạng tín hiệu số sao cho nó có thể xử lý được bởi máy tính. Ở đầu ra máy tính, bộ chuyển đổi D/A chuyển đổi tín hiệu dầu ra của máy tính đạng số rời rạc thành dạng tín hiệu mà có thể đùng được để điều khiển đối tượng điều khiển.

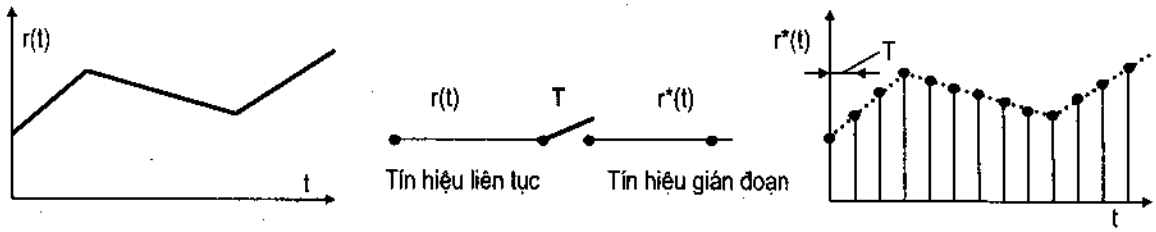


Hình 7.1. Hệ thống điều khiển số

7.1.1. Quá trình lấy mẫu tín hiệu

Một hộ lấy mẫu cơ bản là một khóa chuyển mạch mà sẽ đóng/cắt sau mỗi T giây. Khoảng thời gian đó gọi là thời gian lấy mẫu T. Khoảng thời gian khóa chuyển mạch đóng

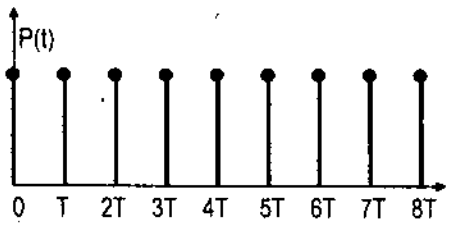
rất nhỏ so với khoảng thời gian lấy mẫu và có thể bỏ qua. Khi một tín hiệu r(t) được lấy mẫu ở các khoảng thời gian đều đặn T, tín hiệu gián đoạn sau khi lấy mẫu (xung mẫu) r*(t) được chỉ ra trên hình 7.2.



Hình 7.2. Bộ lấy mẫu và dạng tín hiệu vào và tín hiệu ra

Quá trình lấy mẫu lý tưởng có thể được xem như là quá trình nhân một chuỗi xung với một tín hiệu liên tục, có nghĩa:

$$r^*(t) = P(t).r(t) \tag{7.1}$$



Hình 7.3. Chuỗi xung Delta

trong đó P(t) là chuỗi xung Delta được vẽ như trên hình 7.3 và được biểu diễn bằng công thức:

$$P(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \tag{7.2}$$

do đó:

$$r^*(t) = r(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \tag{7.3}$$

$$r^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(nT)\delta(t - nT) \tag{7.4}$$

với: $$r(t) = 0, \text{ khi } t < 0 \tag{7.5}$$

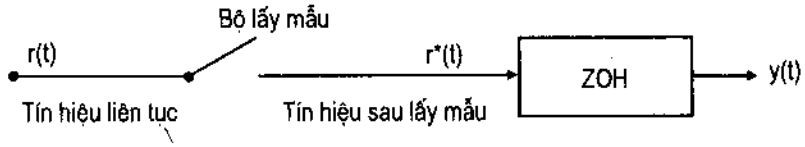
$$r^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} r(nT)\delta(t - nT) \tag{7.6}$$

Chuyển đổi Laplace (7.6) ta được:

$$R^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} r(nT)e^{-snT} \tag{7.7}$$

Công thức (7.7) miêu tả chuyển đổi Laplace của tín hiệu liên tục đã được lấy mẫu $r^*(t)$.

Một bộ chuyển đổi số – tương tự D/A chuyển đổi tín hiệu đã lấy mẫu $r^*(t)$ thành tín hiệu liên tục y(t). Bộ chuyển đổi D/A có thể được xấp xỉ bằng một mạch giữ chậm bậc không (ZOH) như chỉ ra trên hình 7.4. Mạch ZOH nhớ thông tin trước đó đến khi có một giá trị lấy mẫu mới, có nghĩa mạch ZOH lấy giá trị r(nT) và giữ nó không đổi trong khoảng thời gian $nT \le t < (n+1)T$, và giá trị r(nT) được dùng trong cả chu kỳ lấy mẫu.



Hình 7.4. Bộ lấy mẫu và mạch giữ chậm bậc không ZOH

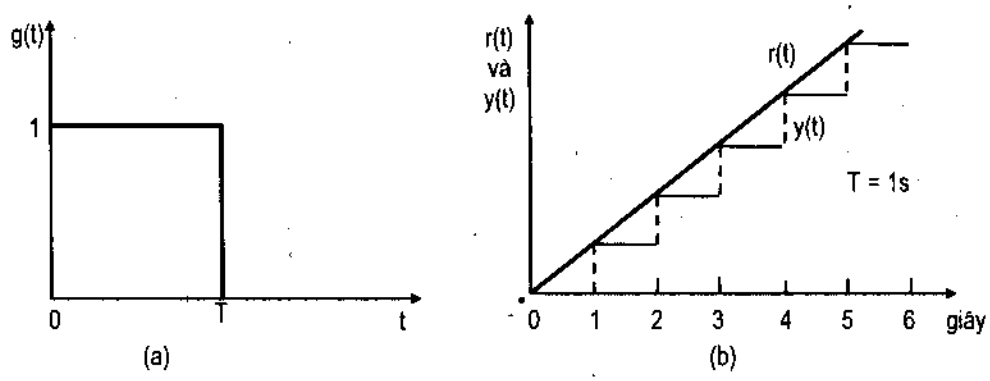
Đáp ứng xung của mạch giữ chậm bậc không ZOH được chỉ ra trên hình 7.5a. Hàm truyền đạt của ZOH được biểu diễn bởi:

$$G(t) = H(t) - H(t - T) \tag{7.8}$$

trong đó H(t) là hàm bước nhảy, lấy chuyển đổi Laplace ta được

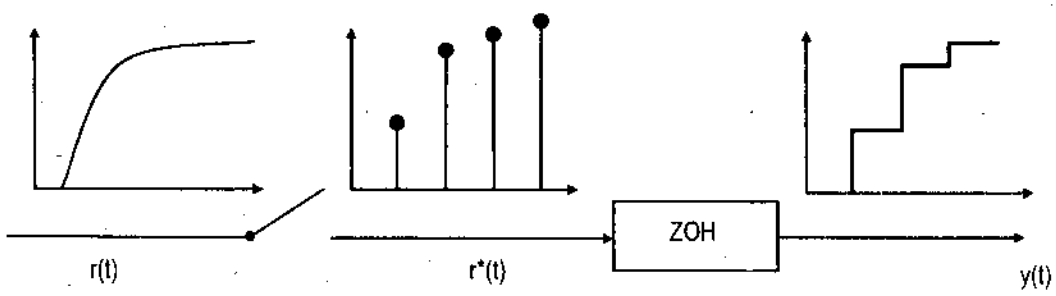
$$G(s) = \frac{1}{s} - \frac{e^{-Ts}}{s} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \tag{7.9}$$

Một bộ lấy mẫu và giữ chậm bậc không có thể bám theo chính xác tín hiệu vào nếu thời gian lấy mẫu là nhỏ so với các thay đổi tức thời trong tín hiệu. Đáp ứng của một bộ lấy mẫu và một mạch ZOH đối với một đầu vào dạng đường hàm dốc được chỉ ra trên hình 7.5b.



Hình 7.5. (a) Đáp ứng xung của ZOH và (b) đáp ứng của bộ lấy mẫu và mạch ZOH *y(t)* với kích thích đầu vào dạng hàm dốc *r(t)*.

Trên hình 7.6 chỉ ra ví dụ một bộ lấy mẫu lý tưởng theo sau là một mạch giữ chậm bậc không ZOH. Dạng tín hiệu vào r(t), tín hiệu sau lấy mẫu r*(t) và đầu ra mạch giữ chậm y(t).



Hình 7.6. Bộ lấy mẫu lý tưởng và khâu giữ chậm bậc không ZOH và các dạng tín hiệu vào ra

7.1.2. Chuyển đổi z

Công thức (7.7) định nghĩa một chuỗi vô hạn của các lũy thừa e^{-anT}. Chuyển đổi z được định nghĩa:

$$Z = e^{sT} \tag{7.10}$$

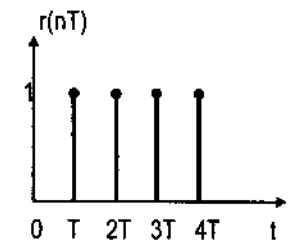
Chuyển đổi z của hàm r(t) là Z[r(t)] = R(z) và được biểu diễn như sau:

$$R(z) = \sum_{n=0}^{\infty} r(nT)z^{-n} \tag{7.11}$$

Từ (7.11) ta thấy chuyển đổi z của $r^*(t)$ là một chuỗi vô hạn biểu diễn theo biến phức z:

$$R(z) = r(0) + r(T)z^{-1} + r(2T)z^{-2} + r(3T)z^{-3} + \ldots,$$

có nghĩa là r(nT) là các hệ số của chuỗi ở các thời điểm lấy mẫu khác nhau.



Hình 7.7. Hàm bước nhảy đơn vị

Chuyển đổi z được dùng trong các hệ thống điều khiển số giống như chuyển đổi Laplace, dùng trong các hệ thống điều khiển tương tự. Đáp ứng của hệ thống số có thể xác định dễ dàng, bằng cách tìm chuyển đổi z của đầu ra và rồi tính toán chuyển đổi z ngược, giống như các kỹ thuật chuyển đổi Laplace dùng trong các hệ thống tương tự.

a) Chuyển đổi z của một số hàm cơ bản

Chuyển đổi z của một số hàm cơ bản có thể tra ở bảng 7.1.

Bảng 7.1. Bảng chuyển đổi Laplace và chuyển đổi z, với T là chu kỳ lấy mẫu.

f(t)	f(kT), f_k	F(s)	F(z)
δ(t)	$\delta_o(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$	1	1
δ(t–kT)	$\delta_o(n-k) = \begin{cases} 1 & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases}$	e^{-kTs}	z^{-k}
1(t)	$1(k) = \begin{cases} 0 & k < 0 \\ 1 & k \geq 0 \end{cases}$	$\frac{1}{s}$	$\frac{z}{z-1}$
1(t–T)	$1(n-k) = \begin{cases} 0 & n < k \\ 1 & n \geq k \end{cases}$	$\frac{e^{-sT}}{s}$	$\frac{1}{z-1}$
t	kT	$\frac{1}{s^2}$	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
e^{-at}	e^{-akT}	$\frac{1}{s+a}$	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$
$1-e^{-at}$	$1-e^{-akT}$	$\frac{a}{s(s+a)}$	$\frac{(1-e^{-aT})z}{(z-1)(z-e^{-aT})}$

te^{-at}	kTe^{-akT}	$\frac{1}{(s+a)^2}$	$\frac{Tze^{-aT}}{(z-e^{-aT})^2}$
$t-\frac{1-e^{-at}}{a}$	$kT-\frac{1-a^{-akT}}{a}$	$\frac{a}{s^2(s+a)}$	$\frac{Tz}{(z-1)^2}-\frac{1-e^{-aT})z}{a(z-1)(z-e^{-aT})}$
$e^{-at}-e^{-bt}$	$e^{-akT}-e^{-bkT}$	$\frac{b-a}{(s+a)(s+b)}$	$\frac{z}{z-e^{-aT}}-\frac{z}{z-e^{-bT}}$
$(1-at)e^{-at}$	$(1-akT)e^{-akT}$	$\frac{s}{(s+a)^2}$	$\frac{z}{z-e^{-aT}}-\frac{Tze^{-aT}}{(z-e^{-aT})^2}$
$\sin\omega t$	$\sin\omega kT$	$\frac{\omega}{s^2+\omega^2}$	$\frac{z\sin\omega T}{z^2-2z\cos\omega T+1}$
$\cos\omega t$	$\cos\omega kT$	$\frac{s}{s^2+\omega^2}$	$\frac{z(z-\cos\omega T)}{z^2-2z\cos\omega T+1}$
$e^{-at}\sin\omega t$	$e^{-akT}\sin\omega kT$	$\frac{\omega}{(s+a)^2+\omega^2}$	$\frac{ze^{-aT}\sin\omega T}{z^2-2ze^{-aT}\cos\omega T+e^{-2aT}}$
$e^{-at}\cos\omega t$	$e^{-akT}\cos\omega kT$	$\frac{s+a}{(s+a)^2+\omega^2}$	$\frac{z^2-ze^{-aT}\cos\omega T}{z^2-2ze^{-aT}\cos\omega T+e^{-2aT}}$
$1-\cos\omega t$	$1-\cos\omega kT$	$\frac{\omega^2}{s(s^2+\omega^2)}$	$\frac{z}{z-1}-\frac{z(z-\cos\omega T)}{z^2-2z\cos\omega T+1}$
	a^k		$\frac{1}{1-az^{-1}}$
	$a^k\cos k\pi$		$\frac{1}{1+az^{-1}}$
	a^{k-1} k = 1, 2, 3		$\frac{z^{-1}}{1-az^{-1}}$

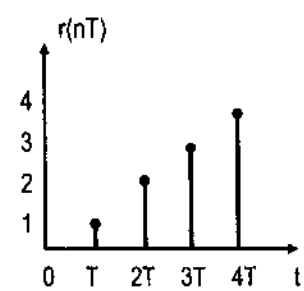
Ví dụ 7.1. Tìm chuyển đổi z của hàm dốc đơn vị:

$$r(t) = t;\ t \geq 0$$

hay:

$$r(nT) = \begin{cases} 0, & n < 0, \\ nT, & n \geq 0. \end{cases}$$

Tra bảng 7.1 được: $R(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$, với $|z| > 1$.



Hình 7.8. Hàm dốc đơn vị

b) Chuyển đổi z của hàm được mô tả dạng chuyển đổi Laplace

Cần biết rằng, mặc dù tìm chuyển đổi z tương đương của G(s) là G(z), nhưng tìm G(z) không đơn giản là thay z bằng s trong G(s). Ta có thể dùng một trong các cách sau để tìm chuyển đổi z của một hàm được mô tả ở dạng chuyển đổi Laplace:

– Từ G(s) đã biết, tính toán đáp ứng thời gian g(t) bằng cách tìm chuyển đổi Laplace ngược của G(s). Rồi sau đó tìm chuyển đổi z của g(t) bằng (7.11) hoặc tra bảng chuyển đổi z.

– Từ G(s) đã biết, tìm chuyển đổi z là G(z) bằng cách tra bảng chuyển đổi giữa chuyển đổi z và chuyển đổi Laplace, bảng 7.1.

– Từ G(s) đã biết, biểu diễn nó ở dạng G(s) = N(s)/D(s), dùng công thức sau để tìm chuyển đổi z:

$$G(z) = \sum_{n=1}^{p} \frac{N(x_n)}{D'(x_n)} \frac{1}{1 - e^{x_n T} z^{-1}} \tag{7.12}$$

trong đó, $D' = \partial D/\partial s$ và x_n là các nghiệm của phương trình D(s) = 0, với n = 1, 2,...,p.

Sau đây là một số ví dụ minh họa.

Ví dụ 7.2. Biết $G(s) = \dfrac{1}{s^2 + 3s + 2}$. Hãy tìm G(z) bằng các cách đã mô tả ở trên.

Giải:

– Cách 1: Khai triển thành phân thức đơn giản

Ta có thể biểu diễn G(s) là tổng của các phân thức đơn giản:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+2)} = \frac{1}{s+1} - \frac{1}{s+2}. \tag{7.13}$$

Tra bảng chuyển đổi z cho từng phân thức được

$$G(z) = \frac{z}{z - e^{-T}} - \frac{z}{z - e^{-2T}}$$
$$= \frac{z(e^{-T} - e^{-2T})}{(z - e^{-T})(z - e^{-2T})}.$$

– Cách 2: Dùng công thức (7.12). So hàm G(s) với (7.12) ta có N(s) = 1, D(s) = s^2 + 3s + 2 và D'(s) = 2s + 3, và nghiệm của D(s) = 0 là $x_1 = -1$ và $x_2 = -2$. Dùng (7.12) ta có:

$$G(z) = \sum_{n=1}^{2} \frac{N(x_n)}{D'(x_n)} \frac{1}{1 - e^{x_n T} z^{-1}} \tag{7.14}$$

khi $x_1 = -1$: $\quad G_1(z) = \dfrac{1}{1} \dfrac{1}{1 - e^{-T} z^{-1}}$

và khi $x_2 = -2$: $\quad G_2(z) = \dfrac{1}{-1} \dfrac{1}{1 - e^{-2T} z^{-1}}$

do đó:

$$G(z) = \frac{1}{1 - e^{-T} z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-2T} z^{-1}} = \frac{z}{z - e^{-T}} - \frac{z}{z - e^{-2T}}$$
$$= \frac{z(e^{-T} - e^{-2T})}{(z - e^{-T})(z - e^{-2T})}. \tag{7.15}$$

c) Các tính chất của chuyển đổi z

Hầu hết các tính chất của chuyển đổi z là tương tự như các tính chất của chuyển đổi Laplace. Dưới đây là các tính chất quan trọng của chuyển đổi z.

c1) Tính chất tuyến tính

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z) và chuyển đổi z của hàm g(nT) là G(z), khi đó:

$$Z[f(nT) \pm g(nT)] = Z[f(nT)] \pm Z[g(nT)] = F(z) \pm G(z) \tag{7.16}$$

và với hệ số a bất kỳ ta có: $Z[af(nT)] = aZ[f(nT)] = aF(z)$ (7.17)

c2) Tính chất dịch trái

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z) và lấy y(nT) = f(nT + mT), khi đó:

$$Y(z) = z^m F(z) - \sum_{i=0}^{m-1} f(iT) z^{m-i}. \tag{7.18}$$

Nếu tất cả các điều kiện đầu đều bằng 0, có nghĩa f(iT) = 0, i = 0, 1, 2,..., m−1, khi đó:

$$Z[f(nT + mT)] = z^m F(z). \tag{7.19}$$

c3) Tính chất dịch phải

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z) và lấy y(nT) = f(nT − mT), khi đó:

$$Y(z) = z^{-m} F(z) + \sum_{i=0}^{m-1} f(iT - mT) z^{-i}. \tag{7.20}$$

Nếu tất cả các điều kiện đầu đều bằng 0, có nghĩa f(iT) = 0, i = 0, 1, 2,..., m−1, thì

$$Z[f(nT - mT)] = z^{-m} F(z). \tag{7.21}$$

c4) Tính tắt dần

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z), khi đó:

$$Z[e^{-anT} f(nT)] = F[ze^{aT}] \tag{7.22}$$

c5) Giá trị đầu

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z), thì giá trị đầu của đáp ứng thời gian được tính như sau:

$$\lim_{n \to 0} f(nT) = \lim_{z \to \infty} F(z) \tag{7.23}$$

c6) Giá trị cuối

Giả thiết chuyển đổi z của hàm f(nT) là F(z), thì giá trị cuối của đáp ứng thời gian được tính như sau:

$$\lim_{n \to \infty} f(nT) = \lim_{z \to 1} (1 - z^{-1}) F(z) \tag{7.24}$$

Lưu ý rằng tính chất này chỉ đúng khi các điểm cực của $(1-z^{-1}\text{-}1^{-1\cdots\cdots})F(z)$ nằm trong đường tròn đơn vị hoặc z = 1.

Ví dụ 7.3: Chuyển đổi z của hàm dốc r(nT) là $R(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$. Khi đó, theo tính chất tuyến tính, chuyển đổi z của hàm 5r(nT) là $Z[5r(nT)] = 5R(z) = \frac{5Tz}{(z-1)^2}$.

d) Chuyển đổi z ngược

Giống như các chuyển đổi Laplace, muốn biết đáp ứng đầu ra y(t) của một hệ thống, ta phải chuyển đổi z ngược để thu được y(t) từ Y(z).

Nói chung, kết quả của các phép chuyển đổi z thường biểu diễn dạng các tỷ số giữa các đa thức viết theo biến phức z, với bậc của tử số không cao hơn bậc của mẫu số. Bằng cách tìm chuyển đổi z ngược ta có thể tìm được y(t) từ Y(z). Có nhiều cách tìm chuyển đổi z ngược:

– Chia trực tiếp.

– Khai triển Y(z) thành các phân thức đơn giản và dùng bảng chuyển đổi z để tìm chuyển đổi ngược.

Với hàm chuyển đổi z cho trước Y(z), ta có thể tìm được các hệ số của chuỗi y(nT) ở các thời điểm lấy mẫu bằng cách dùng chuyển đổi z ngược. Sau đó hàm thời gian y(t) được xác định như sau:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y(nT)\delta(t - nT). \tag{7.25}$$

– Cách 1: Chia trực tiếp. Chia tử số cho mẫu số của Y(z) sao cho thu được chuỗi có dạng sau: $Y(z) = y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + y_3 z^{-3} + \ldots$

Chú ý, các giá trị của $y_{(n)}$ là các hệ số của chuỗi.

Ví dụ 7.4: Tìm chuyển đổi z ngược của hàm $Y(z) = \frac{z^2 + z}{z^2 - 3z + 4}$.

Giải:

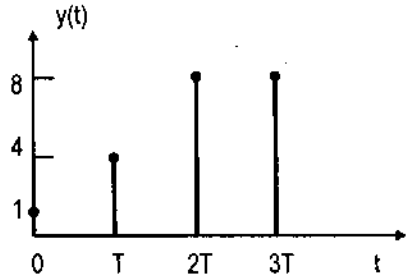
Chia tử số cho mẫu số ta có:

$$\begin{array}{r|l}
z^2 + z & z^2 - 3z + 4 \\ \hline
-\ \underline{z^2 - 3z + 4} & 1 + 4z^{-1} + 8z^{-2} + 8z^{-3} + \ldots \\
4z - 4 & \\
-\ \underline{4z - 12 + 16z^{-1}} & \\
8 - 16z^{-1} & \\
-\ \underline{8 - 24z^{-1} + 32z^{-2}} & \\
8z^{-1} - 32z^{-2} & \\
\ldots &
\end{array}$$

và các hệ số của chuỗi thu được là: y(0) = 1; y(T) = 4; y(2T) = 8; y(3T) = 8,....

Cuối cùng, chuỗi cần tìm là: $y(t) = \delta(t) + 4\delta(t - T) + 8\delta(t - 2T) + 8\delta(t - 3T) + \ldots$

Hình 7.9 chỉ ra một vài xung đầu tiên của chuỗi y(nT).



Hình 7.9. Vài xung đầu tiên của chuỗi *y(nT)*

– Cách 2: Khai triển thành các phân thức đơn giản. Làm tương tự như các kỹ thuật chuyển đổi Laplace ngược, khai triển hàm Y(z) thành các phân thức đơn giản và tra bảng chuyển đổi z để xác định chuyển đổi z ngược. Từ bảng chuyển đổi z ta thấy thường có một số hạng z ở tử số của chuyển đổi z. Do đó để thuận tiện, ta tìm các phân thức đơn giản của hàm Y(z)/z và rồi nhân các phân thức đơn giản với z ở tử số.

Ví dụ 7.5: Tìm chuyển đổi z ngược của hàm

$$Y(z) = \frac{z}{(z-1)(z-2)}$$

Giải: Hàm trên có thể viết lại như sau

$$\frac{Y(z)}{z} = \frac{1}{(z-1)(z-2)} = \frac{A}{z-1} + \frac{B}{z-2}.$$

Các giá trị A và B có thể tìm được bằng cách cân bằng các hệ số cùng lũy thừa, có nghĩa: $A(z-2) + B(z-1) \equiv 1$.

Ta tìm được $A = -1$, $B = 1$, do đó: $\frac{Y(z)}{z} = \frac{-1}{z-1} + \frac{1}{z-2}$

hay: $Y(z) = \frac{-z}{z-1} + \frac{z}{z-2}$

Từ bảng chuyển đổi z ta tìm được: $y(nT) = -1 + 2^n$

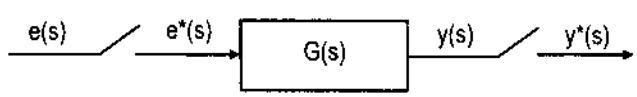
và các hệ số của chuỗi là: y(0) = 0, y(T) = 1, y(2T) = 3, y(3T) = 7, y(4T) = 15, ...

Cuối cùng ta thu được:

$$y(t) = \delta(t-T) + 3\delta(t-2T) + 7\delta(t-3T) + 15\delta(t-4T) + \ldots$$

7.1.3. Hàm truyền xung và cách biến đổi sơ đồ khối

Hàm truyền xung là tỷ số của chuyển đổi z tín đầu ra với tín hiệu đầu vào ở các thời điểm lấy mẫu.



Hình 7.10. Lấy mẫu một hệ thống

Giả sử muốn lấy mẫu một hệ thống như hình 7.10 có đáp ứng đầu ra như sau:

$$y(s) = e^*(s)G(s). \tag{7.26}$$

Tiến hành lấy mẫu tín hiệu ra và thu được

$$y^*(s) = [e^*(s)G(s)]^* = e^*(s).G^*(s) \tag{7.27}$$

và $y(z) = e(z)G(z)$. (7.28)

Các công thức (7.27) và (7.28) cho thấy, nếu có ít nhất một trong số các hàm liên tục đã được lấy mẫu thì chuyển đổi z của tích các hàm bằng tích các chuyển đổi z của mỗi hàm. (Lưu ý $[e^*(s)]^* = [e^*(s)]$, vì lấy mẫu một tín hiệu đã lấy mẫu là không có tác dụng). G(z) là hàm truyền giữa đầu vào và ra đã lấy mẫu ở các thời điểm lấy mẫu và được gọi là hàm truyền xung. Từ (7.28) có thể thấy không có thông tin về đầu ra y(z) giữa các thời điểm lấy mẫu.

a) Hệ thống vòng hở

Trong phần này đưa ra một số ví dụ về cách biến đổi các sơ đồ khối vòng hở.

Ví dụ 7.6: Hình 7.11 chỉ ra một hệ thống số vòng hở. Hãy tìm chuyển đổi z của đầu ra hệ thống.

Hình 7.11. Hệ thống vòng hở

Giải: Hệ thống có thể biểu diễn như sau: $y(s) = e^*(s)G_1(s)G_2(s)$

hoặc: $y^*(s) = [e^*(s)G_1(s)G_1(s)]^* = e^*(s)[G_1G_2]^*(s)$

và: $y(z) = e(z)G_1G_2(z)$,

với lưu ý: $G_1G_2(z) = Z\{G_1(s)G_2(s)\} \neq G_1(z)G_2(z)$.

Ví dụ, nếu: $G_1(s) = \dfrac{1}{s}$ và $G_2(s) = \dfrac{a}{s+a}$,

thì từ bảng chuyển đổi z ta có:

$$G_1(z) = Z\{G_1(s)\} = Z\left\{\frac{1}{s}\right\} = \frac{z}{z-1};\ G_2(z) = Z\{G_1(s)\} = Z\left\{\frac{a}{s+a}\right\} = \frac{az}{z-e^{-aT}};$$

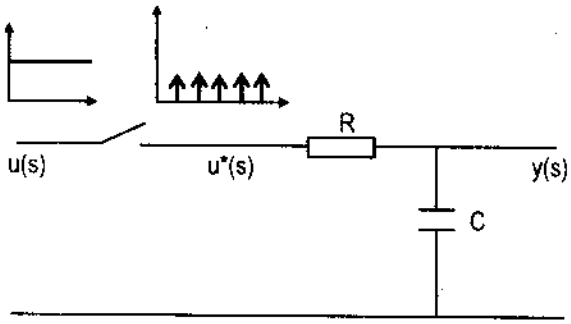
$$\Rightarrow G_1(z).G_2(z) = \frac{az^2}{(z-1)(z-e^{-aT})}.$$

trong khi đó: $G_1G_2(z) = Z\{G_1(s)G_2(s)\} = Z\left\{\dfrac{a}{s(s+a)}\right\} = \dfrac{z(1-e^{-aT})}{(z-1)(z-e^{-aT})} \neq G_1(z).G_2(z)$

đầu ra hệ thống là: $y(z) = e(z)\dfrac{z(1-e^{-aT})}{(z-1)(z-e^{-aT})}$.

b) Đáp ứng thời gian hệ thống vòng hở

Đáp ứng thời gian vòng hở của một hệ thống số có thể tìm được bằng cách tìm chuyển đổi z ngược. Dưới đây là một số ví dụ.



Hình 7.12. Mạch RC với đầu vào bước nhảy

Ví dụ 7.7: Một tín hiệu bước nhảy đơn vị cấp vào một mạch RC như chỉ ra trên hình 7.12. Tính toán và vẽ đáp ứng đầu ra của hệ thống, giả thiết chu kỳ lấy mẫu T = 1s.

Giải:

Hàm truyền của mạch RC:

$$G(s) = \frac{1}{s+1}.$$

Hệ thống này có thể viết: $y(s) = u^*(s)G(s)$

và $y^*(s) = u^*(s)G^*(s)$

Lấy chuyển đổi z: $y(z) = u(z)G(z)$.

Chuyển đổi z của hàm bước nhảy đơn vị là: $u(z) = \dfrac{z}{z-1}$

và chuyển đổi z của G(z) là $G(z) = \dfrac{z}{z-e^{-T}}$.

Do đó, chuyển đổi z của đầu ra: $y(z) = u(z)G(z) = \dfrac{z}{z-1}\dfrac{z}{z-e^{-T}} = \dfrac{z^2}{(z-1)(z-e^{-T})}$;

vì T = 1s nên $e^{-1} = 0{,}368$, ta có: $y(z) = \dfrac{z^2}{(z-1)(z-0{,}368)}$.

Đáp ứng ra có thể tìm được bằng cách tìm chuyển đổi z ngược của y(z). Ta có:

$$\frac{y(z)}{z} = \frac{A}{z-1} + \frac{B}{z-0{,}368}.$$

Sau khi tính toán A và B, ta thu được

$$\frac{y(z)}{z} = \frac{1{,}582}{z-1} - \frac{0{,}582}{z-0{,}368}$$

Hay: $y(z) = \dfrac{1{,}582z}{z-1} - \dfrac{0{,}582z}{z-0{,}368}$.

Từ bảng chuyển đổi z ta có: $y(nT) = 1{,}582 - 0{,}582(0{,}368)^n$.

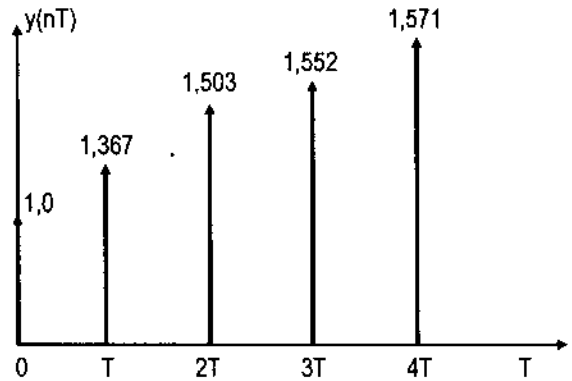
Vài mẫu ra đầu tiên là:

$$y(0) = 1{,}0;\ y(1) = 1{,}367;\ y(2) = 1{,}503;\ y(3) = 1{,}552;\ y(4) = 1{,}571;\ ....$$

và đáp ứng đầu ra (chỉ ra trên hình 7.13) được biểu diễn như sau:

$$y(nT) = \delta(T) + 1{,}367\delta(t-T) + 1{,}503\delta(t-2T) + 1{,}552\delta(t-3T) + 1{,}571\delta(t-4T) + ...$$

Cần lưu ý rằng đáp ứng chỉ xuất hiện ở các thời điểm lấy mẫu. Ví dụ ở hình 7.13, tụ điện xả năng lượng qua điện trở trong khoảng thời gian giữa các lần lấy mẫu, và đây là nguyên nhân làm suy giảm đáp ứng ra theo đường e mũ nhưng không thể hiện được bởi phương pháp phân tích chuyển đổi z.



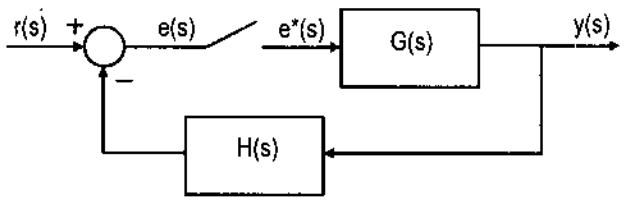
Hình 7.13. Đáp ứng đầu ra mạch RC

c) Hệ thống vòng kín

Dưới đây là một số ví dụ về cách thao tác với các sơ đồ khối hệ thống vòng kín.

Ví dụ 7.8: Sơ đồ khối một hệ thống điều khiển số vòng kín có dạng như trên hình 7.14. Hãy tìm hàm truyền của hệ thống.

Giải:



Hình 7.14. Hệ thống điều khiển số vòng kín

Đối với hệ thống trên hình 7.14 có thể viết:

$$e(s) = r(s) - H(s)y(s) \qquad (7.29)$$

và $y(s) = e^*(s)G(s).$ (7.30)

Thay (7.30) vào (7.29) được:

$$e(s) = r(s) - G(s)H(s)e^*(s) \qquad (7.31)$$

Hay: $e^*(s) = r^*(s) - GH^*(s)e^*(s)$

Rút $e^*(s)$ ra: $e^*(s) = \dfrac{r^*(s)}{1 + GH^*(s)}$ (7.32)

và từ (7.30) có: $y(s) = G(s)\dfrac{r^*(s)}{1 + GH^*(s)}$ (7.33)

Lấy mẫu đầu ra: $y^*(s) = \dfrac{r^*(s)G^*(s)}{1 + GH^*(s)}$ (7.34)

Chuyển đổi z (7.34) thu được: $y(z) = \dfrac{r(z)G(z)}{1+GH(z)}$ (7.35)

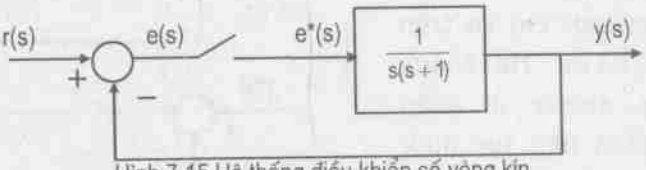
Từ đây thu được hàm truyền đạt của hệ thống như sau

$$\frac{y(z)}{r(z)} = \frac{G(z)}{1+GH(z)} \tag{7.36}$$

d) Đáp ứng vòng kín

Dưới đây là một số ví dụ tìm đáp ứng vòng kín của một hệ thống số có thể thu được bằng cách tìm chuyển đổi z ngược của hàm đầu ra.

Ví dụ 7.9: Hệ thống số trên hình 7.15 được cấp một kích thích đầu vào hàm bước nhảy đơn vị. Tính toán và vẽ đáp ứng đầu ra của hệ thống. Giả thiết T = 1 s.



Hình 7.15 Hệ thống điều khiển số vòng kín

Giải:

Đáp ứng đầu ra của hệ thống này được đưa ra trong (7.35) như sau: $y(z) = \dfrac{r(z)G(z)}{1+GH(z)}$.

trong đó: $r(z) = \dfrac{z}{z-1}$, $G(z) = \dfrac{z(1-e^{-T})}{(z-1)(z-e^{-T})}$, $H(z) = 1$;

do đó:

$$y(z) = \frac{z/(z-1)}{1+z(1-e^{-T})/((z-1)(z-e^{-T}))}\frac{z(1-e^{-T})}{(z-1)(z-e^{-T})}.$$

Sau khi biến đổi được:

$$y(z) = \frac{z^2(1-e^{-T})}{(z^2-2ze^{-T}+e^{-T})(z-1)}.$$

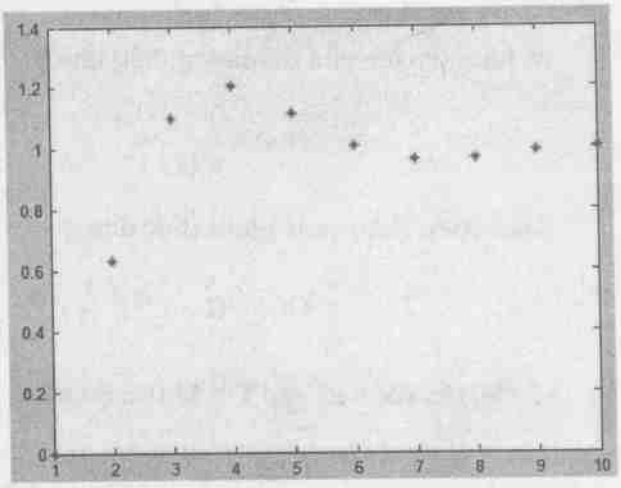
Cho T = 1s được:

$$y(z) = \frac{0{,}632z^2}{z^3-1{,}736z^2+1{,}104z-0{,}368}.$$

Sau phép chia trực tiếp ta được các số hạng đầu tiên như sau

$$y(z) = 0{,}632z^{-1}+1{,}096z^{-2}+1{,}25z^{-3}+\ldots$$

Những mẫu đầu tiên của dãy đáp ứng đầu ra được vẽ trên hình 7.16.



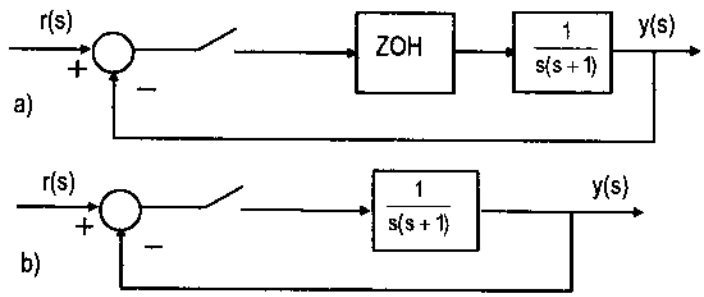
Hình 7.16. Những mẫu đầu tiên của dãy xung đáp ứng đầu ra

7.2. CÁC ĐẶC TÍNH CỦA ĐÁP ỨNG ĐẦU RA THEO THỜI GIAN CỦA HỆ THỐNG

Trong phần này nghiên cứu đáp ứng đầu ra theo thời gian của hệ thống số và so sánh nó với đáp ứng của hệ thống thời gian liên tục. Thêm vào đó, phép ánh xạ giữa miền s và z cũng được xem xét, các đặc tính đáp ứng thời gian quan trọng của hệ thống thời gian liên tục được nhắc lại và xem xét tính tương đương ở miền gián đoạn.

7.2.1. So sánh đáp ứng miền thời gian (ảnh hưởng của T đến ổn định hệ thống)

Xét ví dụ một hệ thống số vòng kín có một khâu giữ chậm bậc không được chỉ ra trên hình 7.17a. Hệ thống tương đương ở miền thời gian liên tục được đưa ra trên hình 7.17b, trong đó không có bộ lấy mẫu (bộ biến đổi A/D) và giữ chậm bậc không (bộ biến đổi D/A). Bây giờ ta sẽ tìm các công thức mô tả đáp ứng của cả hai hệ thống rồi vẽ và so sánh chúng.



Hình 7.17. a) Hệ thống số và b) hệ thống liên tục tương đương

Như đã xem xét ở các phần trước, hàm truyền đạt của hệ thống gián đoạn này có thể biểu diễn như sau:

$$\frac{y(z)}{r(z)} = \frac{G(z)}{1 + G(z)} \tag{7.37}$$

trong đó:

$$r(z) = \frac{z}{z - 1} \tag{7.38}$$

và hàm truyền của đối tượng điều khiển:

$$G(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s^2(s+1)}$$

Khai triển thành các phân thức đơn giản:

$$G(s) = (1 - e^{-sT})\left(\frac{1}{s^2} - \frac{1}{s} + \frac{1}{s+1}\right)$$

và chuyển đổi z và cho T = 1s thu được:

$$G(z) = \frac{0,368z + 0,264}{z^2 - 1,368z + 0,368}$$

Thay vào (7.37) thu được hàm truyền đạt như sau

$$\frac{y(z)}{r(z)} = \frac{G(z)}{1+G(z)} = \frac{0,368z+0,264}{z^2-z+0,632}$$

thay (7.38) vào, thu được biểu thức của đáp ứng đầu ra

$$y(z) = \frac{z(0,368z+0,264)}{(z-1)(z^2-z+0,632)}$$

Bằng phép chia trực tiếp ta tìm được chuyển đổi z ngược với các toán hạng đầu tiên như sau:

$$y(z) = 0,368z^{-1} + z^{-2} + 1,4z^{-3} + 1,4z^{-4} + 1,15z^{-5} + 0,9z^{-6} + 0,8z^{-7} + 0,87z^{-8} + 0,99z^{-9} + \ldots$$

và đáp ứng thời gian đầu ra thu được như sau

$$y(nT) = 0,368\delta(t-1) + \delta(t-2) + 1,4\delta(t-3) + 1,4z^{-4}\delta(t-4) + 1,15\delta(t-5) + 0,9\delta(t-6) + 0,8\delta(t-7) + 0,87\delta(t-8) + 0,99\delta(t-9) + \ldots$$

Từ hình 7.17b, hàm truyền hệ thống thời gian liên tục tương đương là

$$\frac{y(s)}{r(t)} = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{1/(s(s+1))}{1+(1/s(s+1))} = \frac{1}{s^2+s+1}.$$

Vì $r(s) = 1/s$ nên đáp ứng đầu ra là:

$$y(s) = \frac{1}{s(s^2+s+1)}.$$

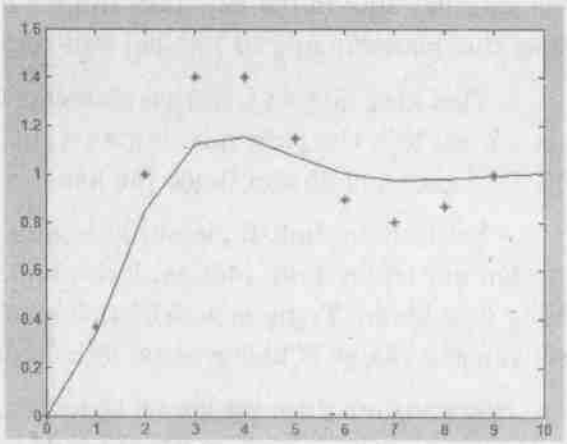
Khai triển y(s) để tìm chuyển đổi Laplace ngược:

$$y(s) = \frac{1}{s} - \frac{s+1}{s^2+s+1} = \frac{1}{s} - \frac{s+0,5}{(s+0,5)^2-0,5^2} - \frac{0,5}{(s+0,5)^2-0,5^2}.$$

Từ bảng chuyển đổi Laplace tra được đáp ứng theo thời gian như sau:

$$y(t) = 1 - e^{-0,5t}(\cos 0,5t + 0,577\sin 0,5t).$$

Trên hình 7.18 chỉ ra đáp ứng theo thời gian của cả hai hệ thống. Đáp ứng của hệ thống gián đoạn chỉ có được ở các thời điểm lấy mẫu. Cũng từ hình này có thể thấy quá trình lấy mẫu là một trong các nguyên nhân gây ra mất ổn định hệ thống.



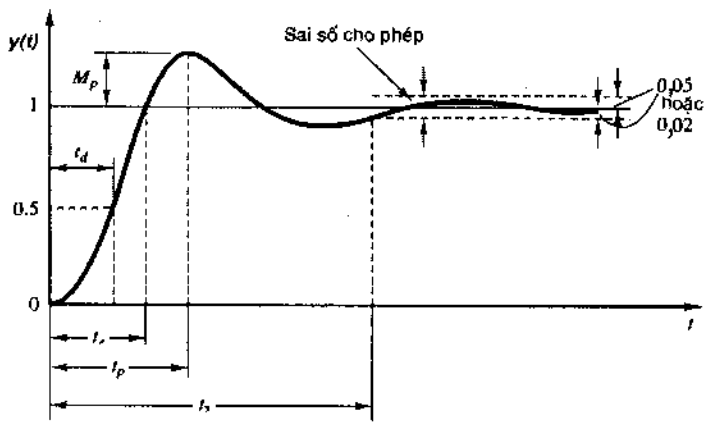
Hình 7.18. Đáp ứng đầu ra của hệ thống hình 7.17

7.2.2. Khảo sát chất lượng ở miền thời gian

Chất lượng của một hệ thống điều khiển thường được xác định bằng các chỉ tiêu của đáp ứng đầu ra khi có kích thích hước nhảy ở đầu vào. Hệ thống đưa ra thường là hệ bậc hai, vì một mặt ở hệ bậc hai, các chỉ tiêu chất lượng có thể được xác định bằng phương pháp giải tích, mặt khác các mối quan hệ này vẫn có ý nghĩa đối với hệ có bậc cao hơn [24]. Hệ thống bậc hai có hàm truyền đạng:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{7.39}$$

trong đó ω_n là tần số riêng của hệ thống, ζ là hệ số tắt dần.



Hình 7.19 Đáp ứng bước đơn vị của hệ thống bậc hai

Trên hình 7.19 là đáp ứng điển hình của hệ bậc hai khi được kích thích bằng hàm hước nhảy đơn vị. Dựa trên hình này, các chỉ tiêu chất lượng của quá trình quá độ được đánh giá theo:

– Thời gian trễ t_d là khoảng thời gian cần để hệ thống đạt đến một nửa giá trị cuối cùng.

– Lượng quá điều chỉnh M_p là giá trị đỉnh của đường cong đáp ứng so với 1. Thông số này thường được tính theo phần trăm. Lượng quá điều chỉnh phụ thuộc vào hệ số tắt dần và các chỉ số liên quan trực tiếp đến tính ổn định của hệ thống.

– Thời gian đạt đỉnh t_p là thời gian cần thiết để đáp ứng đạt đến đỉnh đầu tiên của quá điều chỉnh.

– Thời gian đáp ứng t_r là thời gian cần thiết để đáp ứng tăng từ 10% lên 90%, từ 5% lên 95%, hoặc từ 0% đến 100% của giá trị cuối cùng. Với đáp ứng hệ thống có dao động, thời gian đáp ứng từ 0% lên 100% thường được dùng. Với đáp ứng hệ thống không có dao động, thời gian đáp ứng từ 10% lên 90% thường được dùng.

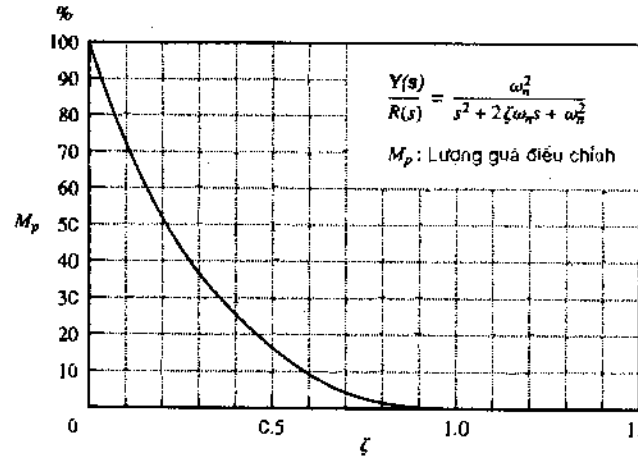
– Thời gian quá độ t_s là thời gian cần thiết để đường cong đáp ứng đạt và nằm trong một dải sai lệch cho phép quanh giá trị cuối cùng. Dải sai lệch này thường lấy là 2% hoặc 5%. Thời gian quá độ phụ thuộc vào hằng số thời gian lớn nhất của hệ thống điều khiển.

– Sai lệch ổn định E_{ss} là sai lệch giữa đáp ứng hệ thống và giá trị đặt khi hệ thống đạt đến giá trị ổn định. Một sai lệch nhỏ là một trong các yêu cầu trong hầu hết các hệ thống điều khiển. Trong một số hệ thống điều khiển, như trong hệ thống điều khiển vị trí, một yêu cầu của hệ là không có sai lệch ổn định.

Nếu xác định được các giá trị t_d, t_r, t_p, t_s, và M_p thì dạng đường cong đáp ứng xác định được. Các công thức ngay sau đây dùng để xác định các giá trị đặc biệt này.

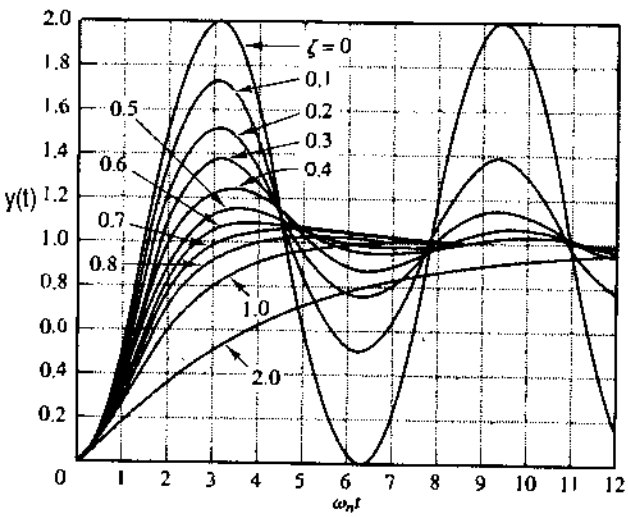
– Lượng quá điều chỉnh xuất hiện ở điểm đỉnh của đường cong đáp ứng ($t = t_p$):

$M_p = y(t_p) - 1 = e^{-(\pi/\omega_d)\pi} = e^{-(\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2})}$, có nghĩa là lượng quá điều chỉnh liên quan trực tiếp đến hệ số tắt dần, hệ số tắt dần càng nhỏ thì lượng quá điều chỉnh càng lớn. Hình 7.20 chỉ ra quan hệ giữa lượng quá điều chỉnh (tính theo phần trăm) và hệ số tắt dần.



Hình 7.20. Quan hệ giữa lượng quá điều chỉnh và hệ số tắt dần

– Hệ số tắt dần cũng ảnh hưởng đến mức độ dao động của đáp ứng ra hệ thống. Khi $0 < \zeta < 1$, đáp ứng ra hệ thống sẽ dao động và hệ thống được gọi là không suy giảm. Khi $\zeta = 1$, hệ thống được gọi là suy giảm tiêu chuẩn. Khi $\zeta > 1$, hệ thống được gọi là quá suy giảm. Nếu $\zeta \geq 1$, thì hệ thống không có dao động. Nếu $\zeta = 0$ thì quá trình quá độ của đáp ứng ra sẽ dao động không tắt. Trên hình 7.21 vẽ dạng đáp ứng bước nhảy của hệ thống bậc hai ở các hệ số tắt dần khác nhau.



Hình 7.21. Ảnh hưởng của hệ số tắt dần đến sự dao động của đáp ứng ra

Trong hầu hết các ứng dụng điều khiển, hệ số tắt dần thường được chọn trong khoảng $0,4 \leq \zeta \leq 0,8$.

– Thời gian đạt đỉnh t_p:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \qquad (7.40)$$

trong đó: $\omega_d = \omega_n^2\sqrt{1-\zeta^2}$ là tần số suy giảm tự nhiên.

– Thời gian đáp ứng t_r: $t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_d}$;

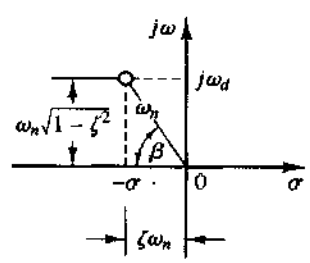
trong đó: β được định nghĩa như trong hình 7.22 và được xác định:

$$\beta = \tan^{-1}\frac{\omega_d}{\zeta\omega_n}.$$

– Thời gian quá độ thường được xác định cho dải sai lệch 2% hoặc 5% như sau:

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \text{ (với dải sai lệch 2\%)}$$

$$t_s = \frac{3}{\zeta\omega_n} \text{ (với dải sai lệch 5\%)}$$



Hình 7.22. Xác định β

– Sai lệch ổn định E_{ss} có thể xác định bằng cách dùng tính chất giá trị cuối cùng, có nghĩa nếu chuyển đổi Laplace của đáp ứng ra là y(s), thì giá trị cuối cùng (giá trị ổn định) là:

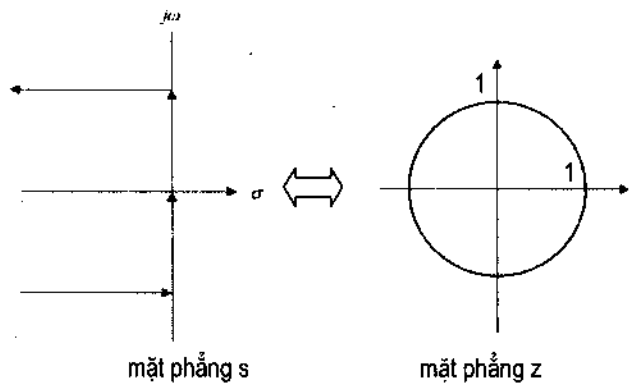
$$y(t \to \infty) = \lim_{s \to 0} s.y(s)$$

và sai lệch ổn định với đáp ứng bước nhảy đơn vị là:

$$E_{ss} = 1 - \lim_{s \to 0} s.y(s).$$

7.2.3. Ánh xạ mặt phẳng s vào mặt phẳng z

Vị trí điểm cực của một hệ thống kín miền thời gian liên tục trong mặt phẳng s quyết định hành vi và tính ổn định của hệ thống, và do đó ta có thể vẽ đáp ứng của một hệ thống dựa trên vị trí điểm cực trên mặt phẳng s. Đối với các hệ thống gián đoạn ta cũng có thể làm tương tự như vậy. Trong phần này mô tả quan hệ giữa mặt phẳng s và mặt phẳng z và phân tích hành vi của hệ thống khi các điểm cực hệ kín được đặt trên mặt phẳng z.



Hình 7.23. Ánh xạ nửa trái miền s sang miền ảnh z

Trước tiên, ta thực hiện ánh xạ nửa trái mặt phẳng s sang mặt phẳng z. Xét một điểm $s = \sigma + j\omega$ trên mặt phẳng s. Ta biết:

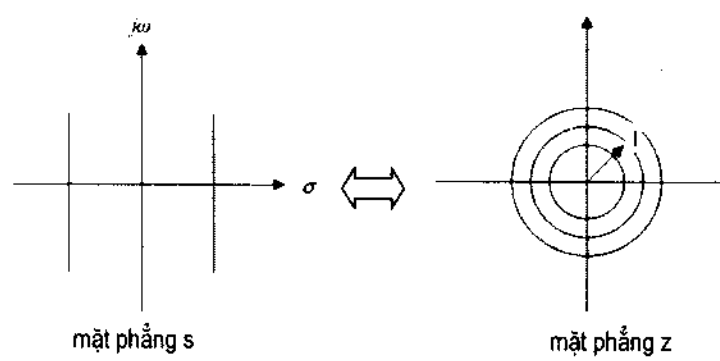
$$z = e^{sT} = e^{\sigma T} e^{j\omega T} \tag{7.41}$$

Xét các điểm nằm trên trục ảo jω, có nghĩa $\sigma = 0$, ta có:

$$z = e^{j\omega T} = \cos\omega T + j\sin\omega T = 1\angle\omega T.$$

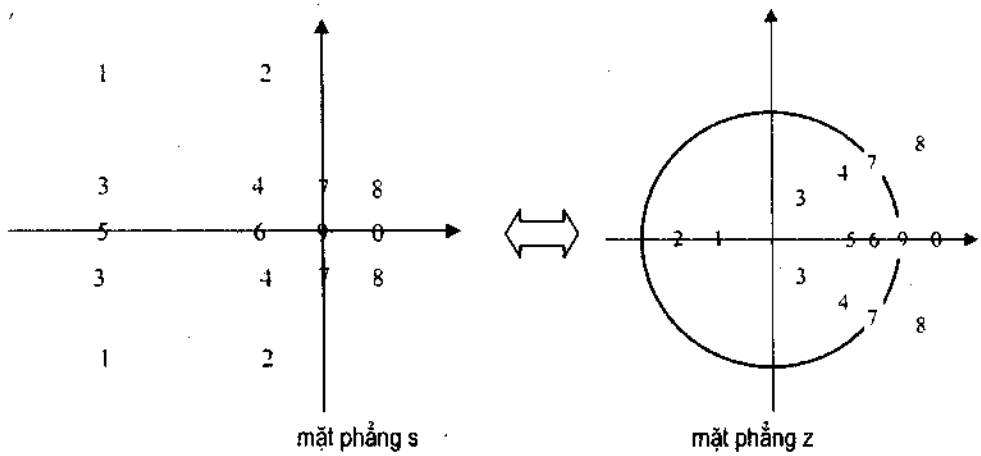
Do đó, các điểm cực nằm trên trục ảo trên mặt phẳng s được ánh xạ lên đường tròn đơn vị trên mặt phẳng z. Khi ω thay đổi dọc theo trục ảo ở miền s thì góc của các cực trên đường tròn đơn vị ở miền z thay đổi theo.

Nếu ω giữ không đổi và σ tăng lên về phía trái trục ảo ở miền s, thì các điểm cực ở miền z di chuyển về phía gốc tọc độ xa dần đường tròn đơn vị. Do đó, toàn bộ nửa trái trục ảo mặt phẳng s được ánh xạ vào trong



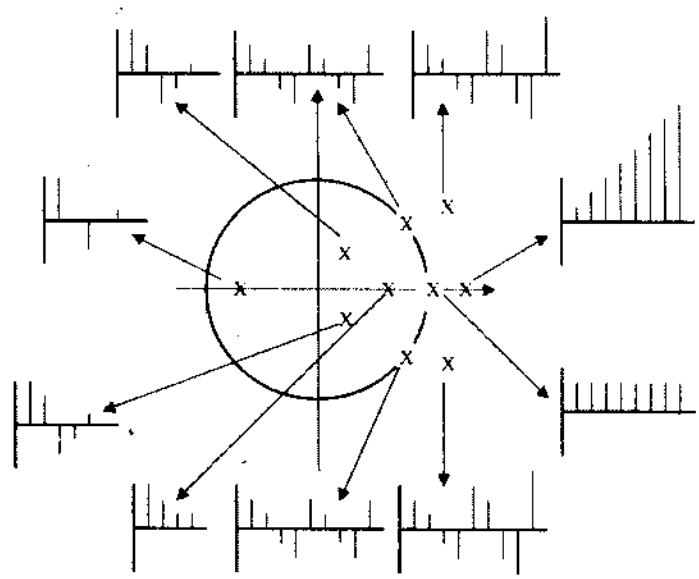
Hình 7.24. Ánh xạ đường σ = const miền s sang miền ảnh z

đường tròn đơn vị ở mặt phẳng z. Tương tự, toàn bộ nửa bên phải trục ảo ở mặt phẳng s được ánh xạ thành toàn bộ phía ngoài đường tròn đơn vị ở mặt phẳng z. Như vậy, hệ thống dữ liệu gián đoạn sẽ ổn định nếu tất cả các điểm cực hệ kín nằm bên trong đường tròn đơn vị. Hình 7.23 chỉ ra phép ánh xạ phần nửa trái miền s sang miền z.



Hình 7.25. Ánh xạ một số điểm cực miền s sang miền z

Hình 7.24 chỉ ra các đường thẳng có σ không đổi trên miền s được ánh xạ sang miền z là các đường tròn có bán kính $e^{\sigma T}$. Nếu đường thẳng σ nằm ở nửa trái mặt phẳng s thì bán kính của đường tròn trên miền z nhỏ hơn 1, ngược lại nếu đường thẳng σ nằm ở nửa phải thì bán kính lớn hơn 1. Hình 7.25 vẽ một vài điểm cực tương ứng giữa miền s và miền z.



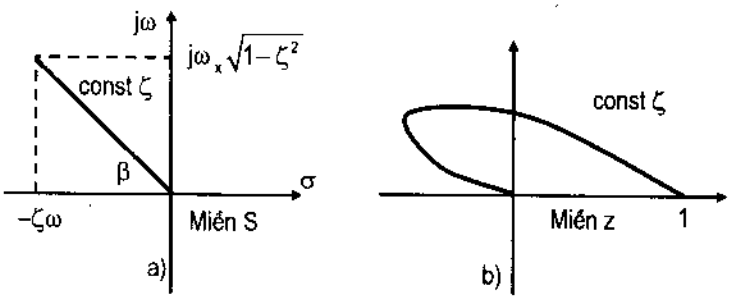
Hình 7.26. Dạng đáp ứng của các điểm cực ở các vị trí khác nhau trên miền z

Các đáp ứng thời gian của hệ thống gián đoạn dựa trên vị trí điểm cực trên mặt phẳng z được cho trên hình 7.26. Ta thấy rõ ràng rằng hệ thống sẽ ổn định nếu tất cả các điểm cực của hệ thống kín nằm trong đường tròn đơn vị.

7.2.4. Hệ số tắt dần và tần số riêng trên miền z

a) Hệ số tắt dần

Trên hình 7.27a đưa ra đường có hệ số tắt dần không đổi $\zeta = \cos\alpha$. Quỹ đạo điểm cực trên miền z có thể thu được bằng cách thay $z = e^{sT}$. Ở góc phần tư thứ hai và thứ ba trên mặt phẳng s, có s là âm, do đó:



Hình 7.27. Đường có hệ số tắt dần không đổi
a) ở miền s; b) ở miền z.

$$z = e^{-\sigma\omega T}e^{j\omega T}. \qquad (7.42)$$

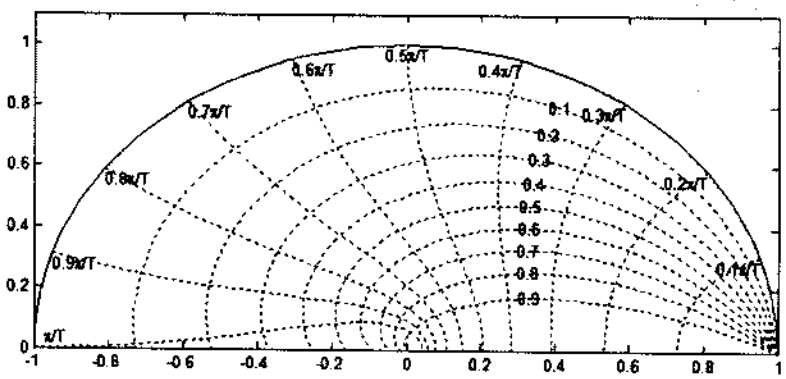
Từ hình 7.27 ta có:

$$\sigma = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\zeta\right) \qquad (7.43)$$

Thay vào (7.42) ta có:

$$z = \exp\left[-\omega T\tan\left(\frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\zeta\right)\right]e^{j\omega T}. \qquad (7.44)$$

Công thức (7.44) mô tả một đường xoắn ốc logarit trên mặt phẳng z như vẽ trên hình 7.27b. Đường xoắn ốc này xuất phát từ điểm z = 1 ở ω = 0. Hình 7.28 vẽ các đường có hệ số tắt dần không đổi ở mặt phẳng z cho các giá trị ζ khác nhau.



Hình 7.28. Các đường có hệ số tắt dần ζ không đổi
và các đường có tần số riêng ω_n không đổi

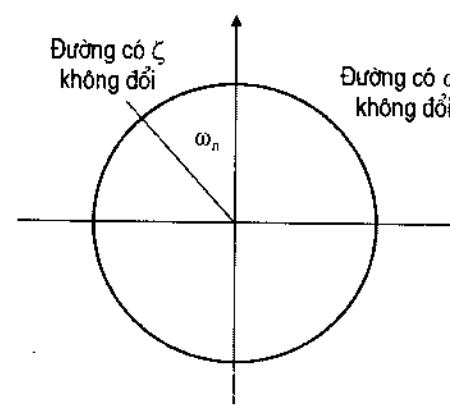
b) Tần số riêng

Như chỉ ra trên hình 7.29, quỹ đạo điểm cực có tần số riêng không đổi trên miền s là đường tròn có bán kính bằng ω_n. Từ hình này ta có thể viết:

$$\omega^2 + \sigma^2 = \omega_n^2, \text{ hay } \sigma = \sqrt{\omega_n^2 - \omega^2}. \qquad (7.45)$$

Do s âm nên ta có:

$$z = e^{sT} = e^{-\sigma T}e^{j\omega T} = \exp\left[-T\sqrt{\omega_n^2 - \omega^2}\right]e^{j\omega T} \qquad (7.46)$$



Hình 7.29. Quỹ đạo điểm cực có ω_n
không đổi ở miền s

Quỹ đạo của đường có ω_n không đổi trên miền z, công thức (7.46), được vẽ trên hình 7.28 là các đường vuông góc với đường ζ và vẽ ở các giá trị ω_n trong dải từ $\omega_n = \pi/10T$ đến $\omega_n = \pi/T$.

Lưu ý rằng các đường có hệ số tắt dần và tần số riêng không đổi thường được vẽ trên cùng một đồ thị.

7.2.5. Dùng công thức tìm hệ số tắt dần và tần số riêng

Theo [24] hệ số tắt dần và tần số riêng có thể tính như sau:

$$\zeta = \frac{-\ln r}{\sqrt{(\ln r)^2 + \theta^2}} \tag{7.47}$$

và: $$\omega_n = \frac{1}{T}\sqrt{(\ln r)^2 + \theta^2}. \tag{7.48}$$

trong đó: $r = e^{-\zeta\omega_n T}$ và $\theta = \omega_n T\sqrt{1-\zeta^2}$. (7.49)

Ví dụ 7.10: Giả sử hàm truyền hệ kín như sau:

$$\frac{y(z)}{r(z)} = \frac{G(z)}{1+G(z)} = \frac{0{,}368z + 0{,}264}{z^2 - z + 0{,}632}$$

Tìm hệ số tắt dần và tần số riêng, biết T = 1 s.

Giải:

Ta cần tìm các điểm cực của hàm truyền hệ kín. Phương trình đặc trưng hệ kín là 1 + G(z) = 0, có nghĩa:

$$z^2 - z + 0{,}632 = (z - 0{,}5 - j0{,}618)(z - 0{,}5 + j0{,}618) = 0$$

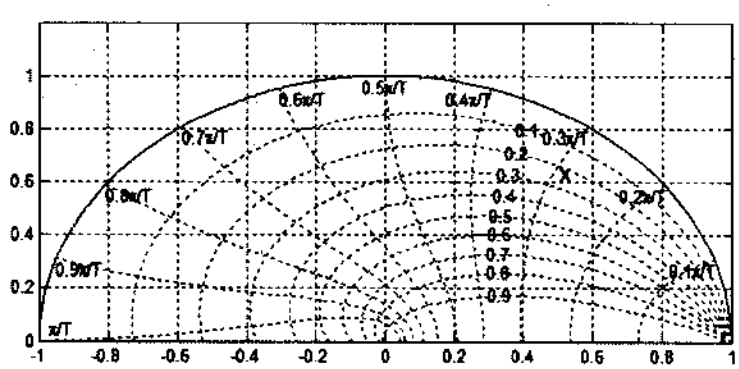
từ đây, ta được: $z_{1,2} = 0{,}5 \pm j0{,}632 = 0{,}795\angle \pm 0{,}890 = r\angle \pm \theta$

Hệ số tắt dần được tính theo công thức (7.47):

$$\zeta = \frac{-\ln r}{\sqrt{(\ln r)^2 + \theta^2}} = \frac{-\ln 0{,}795}{\sqrt{(\ln 0{,}795)^2 + 0{,}890^2}} = 0{,}25$$

Tần số riêng được tính theo (7.48), với T = 1 s:

$$\omega_n = \frac{1}{T}\sqrt{(\ln r)^2 + \theta^2} = \frac{1}{1}.\sqrt{(\ln 0{,}795)^2 + 0{,}890^2} = 0{,}92.$$



Hình 7.30. Tìm ζ và ω_n bằng phương pháp đồ thị

7.3. KHẢO SÁT ỔN ĐỊNH HỆ THỐNG

Giả sử ta có hàm truyền hệ thống kín như sau

$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G(z)}{1+GH(z)} = \frac{N(z)}{D(z)}$, trong đó $1+GH(z)=0$ là phương trình đặc trưng. Tính ổn định của hệ thống phụ thuộc vào vị trí các điểm cực của hàm truyền vòng kín, hay các nghiệm của phương trình đặc trưng $D(z)=0$. Ta cũng biết rằng nửa trái của mặt phẳng s, nơi cho phép hệ thống liên tục ổn định, ánh xạ vào bên trong của đường tròn đơn vị ở mặt phẳng z. Do đó, ta có thể nói rằng một hệ thống trong miền z sẽ ổn định nếu tất cả các nghiệm của phương trình đặc trưng, $D(z)=0$, nằm bên trong đường tròn đơn vị.

Có nhiều phương pháp kiểm tra tính ổn định của một hệ thống gián đoạn:

– Tìm nghiệm phương trình đặc trưng $D(z)=0$ và tìm các nghiệm là các điểm cực của hệ thống kín.

– Dùng điều kiện Jury.

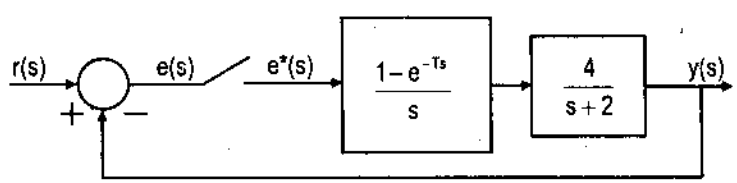
– Chuyển đổi hệ sang miền s và phân tích tính ổn định hệ thống dùng các phương pháp khảo sát ổn định của hệ liên tục, như phương pháp phân tích đáp ứng tần số hay tiêu chuẩn Routh–Hurwitz.

– Dùng phương pháp đồ thị – quỹ đạo điểm cực trong miền z để xác định vị trí của các điểm cực hệ thống.

Các phương pháp này được làm rõ qua các ví dụ dưới đây.

7.3.1. Tìm nghiệm phương trình đặc trưng

Tính ổn định của một hệ thống có thể được xác định nếu phương trình đặc trưng có thể giải được. Phương pháp này có nhược điểm là nó không dễ dàng giải được phương trình đặc trưng có bậc cao hơn 2. Thêm vào nữa, phương pháp này chỉ kiểm tra được hệ có ổn định hay mất ổn định. Nó không cho biết biên giới ổn định cũng như tính ổn định của hệ thay đổi như thế nào khi hệ số khuếch đại và các thông số khác thay đổi.



Hình 7.31. Một hệ thống vòng kín

Ví dụ 7.11: Sơ đồ khối của một hệ thống vòng kín được chỉ ra trên hình 7.31. Hãy xác định liệu hệ có ổn định với T = 1 s.

Giải:

Hàm truyền của hệ thống vòng kín: $\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G(z)}{1+G(z)}$ (7.50)

trong đó:

$$G(z) = Z\left\{\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\frac{4}{s+2}\right]\right\} = (1-z^{-1})Z\left\{\left[\frac{4}{s(s+2)}\right]\right\}$$
$$= (1-z^{-1})\frac{2z(1-e^{-2T})}{(z-1)(z-e^{-2T})} = \frac{2(1-e^{-2T})}{z-e^{-2T}}. \quad (7.51)$$

Với T = 1s: $G(z) = \dfrac{1,729}{z-0,135}$

Nghiệm của phương trình đặc trưng $1+G(z)=0$, hay $1+1,729/(z-0,135)=0$, là $z=-1,594$ nằm ngoài đường tròn đơn vị, do đó hệ thống mất ổn định.

7.3.2. Điều kiện ổn định Jury

Điều kiện ổn định Jury tương tự như tiêu chuẩn Routh – Hurwitz dùng cho các hệ thống liên tục. Mặc dù phương pháp Jury có thể áp dụng cho các phương trình đặc trưng có bậc bất kỳ, nhưng mức độ phức tạp sẽ tăng lên đối với các hệ thống bậc cao.

Để mô tả phương pháp Jury, ta khai triển phương trình đặc trưng của hệ gián đoạn bậc n như sau:

$$F(z) = a_n z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \ldots + a_1 z + a_0 = 0, \quad (7.52)$$

Trong đó $a_n > 0$. Bây giờ ta tạo một bảng như chỉ ra trên bảng 7.2. Các phần tử của bảng này được định nghĩa như sau: Các phần tử của các hàng chẵn là các phần tử của hàng trước đó và được xếp theo thứ tự ngược lại.

Bảng 7.2. Bảng dùng để xét điều kiện ổn định Jury

z^0	z^1	z^2	...	z^{n-k}	...	z^{n-1}	z^n
a_0	a_1	a_2	...	a_{n-k}	...	a_{n-1}	a_n
a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	...	a_k	...	a_1	a_0
b_0	b_1	b_2	...	b_{n-k}	...	b_{n-1}	
b_{n-1}	b_{n-2}	b_{n-3}	...	b_{k-1}	...	b_0	
c_0	c_1	c_2	...	c_{n-k}	...		
c_{n-2}	c_{n-3}	c_{n-4}	...	c_{k-2}	...		
...	...	...	...	...	...		
...	...	...	...	...			
l_0	l_1	l_2	l_3				
l_3	l_2	l_1	l_0				
m_0	m_1	m_2					

Các phần tử của hàng lẻ được định nghĩa như sau:

$$b_k = \begin{vmatrix} a_0 & a_{n-k} \\ a_n & a_k \end{vmatrix}, c_k = \begin{vmatrix} b_0 & b_{n-k-1} \\ b_{n-1} & b_k \end{vmatrix}, d_k = \begin{vmatrix} c_0 & c_{n-k-2} \\ c_{n-2} & c_k \end{vmatrix}, \ldots$$

Điều kiện cần và đủ để các nghiệm của phương trình đặc trưng (7.52) nằm trong đường tròn đơn vị là:

$$F(1) > 0,\ (-1)^n F(-1) > 0,\ |a_0| < a_n, \tag{7.53}$$

$$\begin{aligned} &|b_0| > b_{n-1} \\ &|c_0| > c_{n-2} \\ &|d_0| > d_{n-3} \\ &\ \ \dots \\ &|m_0| > m_2. \end{aligned} \tag{7.54}$$

Điều kiện ổn định Jury được áp dụng như sau:

– Kiểm tra ba điều kiện (7.53) và dừng ngay nếu có bất cứ điều kiện nào không thỏa mãn.

– Xây dựng bảng như bảng 7.2 và kiểm tra các điều kiện (7.54). Dừng kiểm tra nếu có bất cứ điều kiện nào không thỏa mãn.

Phương pháp Jury càng trở lên phức tạp khi bậc của hệ thống càng tăng lên. Đối với các hệ thống bậc 2 và 3, phương pháp Jury có thể đơn giản hóa như sau:

Đối với hệ thống bậc hai, phương trình đặc trưng: $F(z) = a_2z^2 + a_1z + a_0 = 0$, trong đó $a_2 > 0$, sẽ không có nghiệm nào của phương trình đặc trưng nằm trên và ngoài đường tròn đơn vị nếu: $F(1) > 0,\ F(-1) < 0,\ |a_0| < a_2$,

Đối với hệ thống bậc ba, phương trình đặc trưng là: $F(z) = a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0 = 0$, trong đó $a_3 > 0$, sẽ không có nghiệm nào của phương trình đặc trưng nằm trên và ngoài đường tròn đơn vị nếu: $F(1) > 0,\ F(-1) < 0,\ |a_0| < a_3$, và $\left|\det\begin{bmatrix} a_0 & a_3 \\ a_3 & a_0 \end{bmatrix}\right| > \left|\det\begin{bmatrix} a_0 & a_1 \\ a_3 & a_2 \end{bmatrix}\right|$.

Dưới đây là các ví dụ minh họa cho phương pháp này.

Ví dụ 7.12: Hàm truyền vòng kín của một hệ có dạng: $\dfrac{G(z)}{1+G(z)}$, trong đó: $G(z) = \dfrac{0,2z + 0,5}{z^2 - 1,2z + 0,2}$. Hãy xác định tính ổn định của hệ thống bằng điều kiện ổn định Jury.

Giải:

Phương trình đặc trưng: $1 + G(z) = 1 + \dfrac{0,2z + 0,5}{z^2 - 1,2z + 0,2} = 0$

Hay: $z^2 - z + 0,7 = 0$.

Áp dụng phương pháp Jury ta có: $F(1) = 0,7 > 0,\ F(-1) = 2,7 > 0,\ 0,7 < 1$.

Tất cả các điều kiện đều thỏa mãn và hệ thống ổn định.

Ví dụ 7.13: Phương trình đặc trưng của một hệ thống được biểu diễn như sau:

$$1 + G(z) = 1 + \frac{K(0,2z + 0,5)}{z^2 - 1,2z + 0,2} = 0.$$

Hãy xác định giá trị của K để hệ thống ổn định.

Giải:

Phương trình đặc trưng bằng: $z^2 + z(0,2K - 1,2) + 0,5K = 0$, trong đó $K > 0$.

Áp dụng điều kiện Jury: $F(1) = 0,7K - 0,2 > 0$, $F(-1) = 0,3K + 2,2 > 0$, $0,5K < 1$

Do đó, hệ thống sẽ ổn định nếu $0,285 < K < 2$.

7.3.3. Tiêu chuẩn Routh – Hurwitz

Tính ổn định của một hệ thống gián đoạn có thể được phân tích bằng cách chuyển đổi phương trình đặc trưng của hệ thống sang miền s và rồi áp dụng tiêu chuẩn Routh – Hurwitz.

Một phép chuyển đổi tuyến tính kép (biến đổi Tustin) thường được dùng để chuyển đổi nửa trái của mặt phẳng s thành bên trong đường tròn đơn vị ở mặt phẳng z. Với chuyển đổi này, z được thay thế bởi:

$$z = \frac{1 + w}{1 - w} \tag{7.55}$$

Phương trình đặc trưng viết theo w có dạng:

$$F(w) = b_n w^n + b_{n-1} w^{n-1} + \ldots + b_1 w + b_0 = 0$$

Bảng Routh – Hurwitz được xây dựng như sau:

w^n	b_n	b_{n-2}	b_{n-2}	b_{n-4}	...
w^{n-1}	b_{n-1}	b_{n-3}	b_{n-3}	b_{n-5}	...
w^{n-2}	c_1	c_2	c_2	c_3	...
...	...	...	...	...	...
w^1	j_1				
w^0	k_1				

Hai dòng đầu tiên lấy trực tiếp từ phương trình đặc trưng, các dòng tiếp theo được tính như sau:

$$c_1 = \frac{b_{n-1}b_{n-2} - b_n b_{n-3}}{b_{n-1}},$$

$$c_2 = \frac{b_{n-1}b_{n-4} - b_n b_{n-5}}{b_{n-1}},$$

$$c_3 = \frac{b_{n-1}b_{n-6} - b_n b_{n-7}}{b_{n-1}},$$

$$d_1 = \frac{c_1 b_{n-3} - b_{n-1} c_2}{c_1},$$

....

Tiêu chuẩn Routh – Hurwitz phát biểu như sau: Số nghiệm của phương trình đặc trưng trong nửa bên phải mặt phẳng s bằng với số thay đổi về dấu của các hệ số ở cột đầu tiên của bảng Routh – Hurwitz. Do đó, hệ ổn định khi tất cả các hệ số ở cột đầu tiên phải cùng dấu.

Ví dụ 7.14: Phương trình đặc trưng của hệ thống gián đoạn có dạng như sau:

$$z^2 - z + 0,7 = 0.$$

Xác định tính ổn định của hệ thống dùng tiêu chuẩn Routh–Hurwitz.

Giải:

Chuyển đổi phương trình đặc trưng sang mặt phẳng w ta có:

$$\left(\frac{1+w}{1-w}\right)^2 - \frac{1+w}{1-w} + 0,7 = 0$$

Hay: $2,7w^2 + 0,6w + 0,7 = 0.$

Dựng bảng Routh–Hurwitz:

$$\begin{array}{c|cc} w^2 & 2,7 & 0,7 \\ w^1 & 0,6 & 0 \\ w^0 & 0,7 & \end{array}$$

Không có thay đổi dấu ở cột đầu tiên và do đó hệ thống ổn định.

7.3.4. Phương pháp quỹ đạo nghiệm số

Phương pháp quỹ đạo nghiệm số là phương pháp mạnh nhất để phân tích tính ổn định của một hệ thống vòng kín. Phương pháp này cũng được dùng để thiết kế bộ điều khiển với chất lượng động yêu cầu đặt trước. Quỹ đạo nghiệm số là một đường quỹ đạo các nghiệm của phương trình đặc trưng khi hệ số khuếch đại của hệ thống thay đổi. Các quy tắc của phương pháp quỹ đạo nghiệm số áp dụng cho hệ thống gián đoạn hoàn toàn giống khi áp dụng cho hệ thống liên tục. Điều này đúng là vì các nghiệm của phương trình Q(z) = 0 trong miền z là giống với các nghiệm của Q(s) = 0 trong miền s. Mặc dù các quy tắc là giống nhau nhưng cách thực hiện phương pháp quỹ đạo nghiệm số là khá khác nhau trong miền z và miền s. Ví dụ, một hệ thống liên tục là ổn định nếu các nghiệm nằm ở nửa trái của mặt phẳng s. Trong khi, một hệ thống gián đoạn là ổn định nếu các nghiệm nằm bên trong đường tròn đơn vị ở mặt phẳng z.

Xét hàm truyền hệ thống kín: $\frac{G(z)}{1+GH(z)}$, ta có thể viết phương trình đặc trưng như sau $1 + kF(z) = 0$, và quỹ đạo nghiệm số có thể vẽ khi k thay đổi. Các quy tắc cho việc xây dựng quỹ đạo nghiệm số có thể tổng kết như sau:

1. Quỹ đạo nghiệm số bắt đầu ở các điểm cực của F(z) và kết thúc ở các điểm zero của F(z).

2. Quỹ đạo nghiệm số đối xứng qua trục thực.

3. Quỹ đạo nghiệm số bao gồm tất cả các điểm trên trục thực bên trái của một số lẻ của các điểm cực và điểm zero.

4. Nếu có các điểm zero ở vô cực, thì quỹ đạo nghiệm số sẽ có tiệm cận khi $k \to \infty$. Số lượng tiệm cận bằng với số điểm cực n_p, trừ đi số điểm zero n_z. Góc của đường tiệm cận được xác định như sau:

$$\theta = \frac{180r}{n_p - n_z}, \text{ trong đó } r = \pm 1, \pm 3, \pm 5, ...$$

Đường tiệm cận gặp trục thực ở σ :

$$\sigma = \frac{\sum \text{các điểm cực của } F(z) - \sum \text{các điểm zero } F(z)}{n_p - n_z}.$$

5. Điểm tách trên trục thực của quỹ đạo nghiệm số ở các nghiệm của phương trình:

$$\frac{dF(z)}{dz} = 0.$$

6. Nếu một điểm nằm trên quỹ đạo nghiệm số thì giá trị k của nó là:

$$1 + kF(z) = 0 \text{ hay } k = -\frac{1}{F(z)}.$$

Ví dụ 7.15: Một hệ thống kín có phương trình đặc trưng như sau:

$$1 + GH(z) = 1 + K\frac{0,368(z + 0,717)}{(z - 1)(z - 0,368)} = 0.$$

Vẽ quỹ đạo nghiệm số và xác định tính ổn định hệ thống.

Giải:

Áp dụng các quy tắc trên:

1. Phương trình trên được viết ở dạng $1 + kF(z) = 0$, trong đó: $F(z) = \frac{0,368(z + 0,717)}{(z - 1)(z - 0,368)}$

Hệ thống có 2 điểm cực ở z = 1 và ở z = 0,368. Hệ cũng có 2 điểm zero ở z = – 0,717 và z = – ∞. Quỹ đạo nghiệm số sẽ bắt đầu ở 2 điểm cực và kết thúc ở 2 điểm zero.

2. Phần trên trục thực giữa z = 0,368 và z = 1 là nằm trên quỹ đạo nghiệm số. Tương tự, phần trên trục thực giữa z = – ∞ và z = – 0,717 cũng nằm trên quỹ đạo nghiệm số.

3. Vì $n_p - n_z = 1$, nên chỉ có một đường tiệm cận và góc của tiệm cận là:

$$\theta = \frac{180r}{n_p - n_z} = \pm 180^\circ, \text{ với } r = \pm 1.$$

Cần lưu ý rằng vì góc của tiệm cận là ±180° nên sẽ là vô nghĩa khi đi tìm điểm gặp trục thực của các tiệm cận.

4. Các điểm tách có thể tìm thấy từ

$$\frac{dF(z)}{dz} = 0,$$

Hay: $0,368(z-1)(z-0,368) - 0,368(z+0,717)(2z-1,368) = 0,$

rút gọn lại ta có: $z^2 + 1,434z - 1,348 = 0$

và các nghiệm là $z = -2,08$ và $z = 0,648$.

5. Giá trị của k ở các điểm tách có thể được tính từ

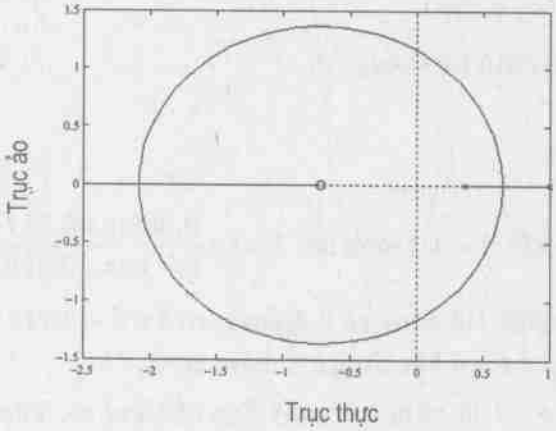
$$k = -\frac{1}{F(z)}\bigg|_{z=-2,08;0,648}$$

từ đây ta tính ra k = 15 và k = 0,196.

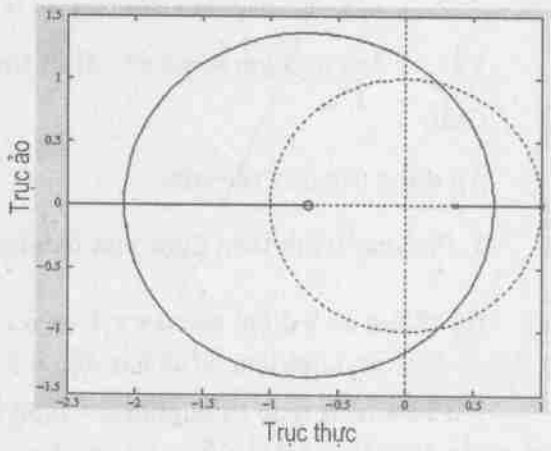
Quỹ đạo nghiệm số của hệ thống được vẽ trên hình 7.32. Quỹ đạo nghiệm số là một đường tròn bắt đầu ở các điểm cực, điểm tách ở z = 0,648 trên trục thực, và rồi nhập vào trục thực ở z = – 2,08.

Từ điểm này một phần của quỹ đạo nghiệm số di chuyển về điểm zero z = – 0,717 và phần còn lại hướng về điểm zero ở – ∞.

Hình 7.33 chỉ ra quỹ đạo nghiệm số cùng với đường tròn đơn vị được vẽ trên cùng hệ trục. Hệ thống sẽ ở biên giới ổn định khi quỹ đạo nghiệm số nằm trên đường tròn đơn vị. Giá trị của k ở các điểm này có thể tìm được bằng phương pháp kiểm tra ổn định Jury hoặc dùng tiêu chuẩn Routh – Hurwitz.



Hình 7.32. Quỹ đạo nghiệm số



Hình 7.33. Quỹ đạo nghiệm số với đường tròn đơn vị

Dùng phương pháp Jury, phương trình đặc trưng là: $1 + K\dfrac{0,368(z+0,717)}{(z-1)(z-0,368)} = 0,$

Hay: $z^2 - z(1,368 - 0,368K) + 0,368 + 0,263K = 0.$

Áp dụng phương pháp Jury ta có:

$$F(1) = 0,631 \text{ với } K > 0.$$

$$|0,263K + 0,368| < 1$$

Từ đây ta được K = 2,39 ứng với khi hệ thống ở biên giới ổn định.

Ví dụ 7.16: Một hệ thống kín có phương trình đặc trưng:

$$1 + GH(z) = 1 + K\frac{(z-0,2)}{z^2 - 1,5z + 0,5} = 0.$$

Vẽ quỹ đạo nghiệm số và xét tính ổn định của hệ thống. Tìm giá trị của K với hệ số tắt dần $\zeta > 0,6$ và tần số tự nhiên $\omega_n > 0,6$ rad/s.

Giải:

Phương trình trên viết ở dạng 1 + kF(z) = 0, trong đó: $F(z) = \dfrac{z-0,2}{z^2 - 1,5z + 0,5}$.

Hệ thống có hai điểm cực ở z = 1 và ở z = 0,5. Hệ thống cũng có hai điểm zero ở z = 0,2 và ở âm vô cùng. Quỹ đạo nghiệm số sẽ bắt đầu ở 2 điểm cực và kết thúc ở hai điểm zero.

1. Phần nằm trên trục thực giữa z = 0,5 và z = 1 cũng nằm trên quỹ đạo nghiệm số. Tương tự, phần nằm trên trục thực giữa $z = -\infty$ và z = 0,2 nằm trên quỹ đạo nghiệm số.

2. Vì $n_p - n_z = 1$, nên có một tiệm cận và góc tiệm cận là:

$$\theta = \frac{180r}{n_p - n_z} = \pm 180^\circ \text{ với } r = \pm 1.$$

Cần lưu ý rằng vì góc của tiệm cận là ±180° nên sẽ là vô nghĩa khi đi tìm điểm gặp trục thực của các tiệm cận.

3. Các điểm tách có thể tìm thấy từ

$$\frac{dF(z)}{dz} = 0,$$

hay $(z^2 - 1,5z + 0,5) - (z - 0,2)(2z - 1,5) = 0,$

rút gọn lại ta có $z^2 - 0,4z - 0,2 = 0$

và các nghiệm là: $z = -0,290$ và $z = 0,689$.

4. Giá trị của k ở các điểm tách có thể được tính từ

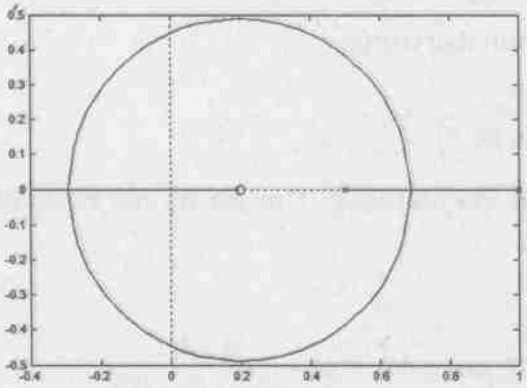
$$k = -\frac{1}{F(z)}\bigg|_{z=-0,290;0,689}$$

từ đây ta tính ra k = 0,12 và k = 2,08.

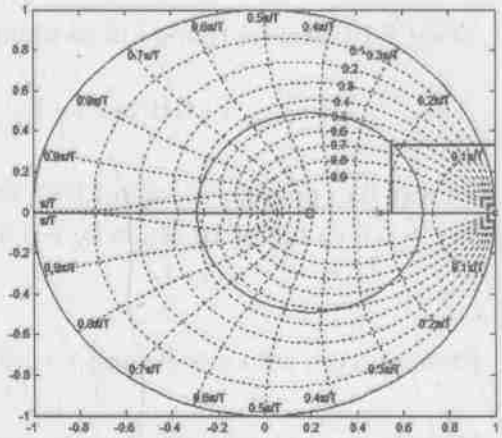
Quỹ đạo nghiệm số của hệ thống được vẽ trên hình 7.34.

Từ quỹ đạo quỹ đạo nghiệm số ta thấy rằng với mọi giá trị của k, tất cả các điểm cực đều nằm trong đường tròn đơn vị, do đó hệ thống luôn giữ ổn định.

Hình 7.35 chỉ ra quỹ đạo nghiệm số trong đường tròn đơn vị, với các đường ζ = const, ω_n = const và một điểm được chọn thỏa mãn yêu cầu.



Hình 7.34 Quỹ đạo nghiệm số, ví dụ 7.16



Hình 7.35. Quỹ đạo nghiệm số trong đường tròn đơn vị

Giả sử T = 1 s, điều kiện $\omega_n > 0{,}6$ thỏa mãn nếu các nghiệm nằm bên trái của đường $\omega_n = 0{,}2\pi/T$. Điều kiện $\zeta > 0{,}6$ nếu các nghiệm nằm phía dưới của đường $\zeta = 0{,}6$. Một điểm thỏa mãn cả hai điều khiển này đã được chọn như trên hình 7.35. Các nghiệm ở điểm này là $z_{1,2} = 0{,}55 \pm j0{,}32$. Giá trị của k ở các nghiệm này có thể tính như sau:

$$k = -\frac{1}{F(z)}\bigg|_{z=0{,}55\pm j0{,}32}$$

Giải ra ta được k = 0,377.

7.3.5. Tiêu chuẩn Nyquist

Tiêu chuẩn ổn định Nyquist là phương pháp phân tích đáp ứng tần số của hệ thống, là một trong các phương pháp phân tích ổn định hay được sử dụng ở miền s. Để xác định đáp ứng tần số của một hàm truyền hệ thống liên tục G(s), ta thay thế s bởi jω và dùng hàm truyền G(jω). Trong mặt phẳng s, tiêu chuẩn Nyquist phân tích dựa trên đặc tính biên $|GH(j\omega)|$ theo đặc tính pha $\angle GH(j\omega)$ khi cho ω thay đổi.

Làm tương tự, đáp ứng tần số của hàm truyền G(z) ở miền z có thể thu được bằng cách thay $z = e^{j\omega T}$. Biểu đồ Nyquist ở miền z có thể thu được bằng cách vẽ đặc tính biên độ $|GH(z)|_{z=e^{j\omega T}}$ theo đặc tính pha $\angle GH(z)|_{z=e^{j\omega T}}$ khi ω thay đổi. Tiêu chuẩn phát biểu như sau: $Z = N + P$.

Trong đó N là số vòng tròn quay theo chiều kim đồng hồ bao quanh điểm –1, P là số điểm cực của GH(z) nằm bên ngoài đường tròn đơn vị, và Z là số điểm zero của GH(z) nằm ngoài đường tròn đơn vị.

Với một hệ thống ổn định, Z phải bằng không, và do đó số vòng tròn quay ngược chiều kim đồng hồ quanh điểm –1 phải bằng số điểm cực của GH(z).

Nếu GH(z) không có điểm cực nào nằm ngoài đường tròn đơn vị thì tiêu chuẩn này trở nên đơn giản là với hệ thống ổn định thì biểu đồ Nyquist phải không bao quanh điểm –1.

Dưới đây là một số ví dụ minh họa.

Ví dụ 7.17: Hàm truyền của hệ thống kín gián đoạn: $\dfrac{G(z)}{1+GH(z)}$

trong đó: $GH(z) = \dfrac{0,4}{(z-0,5)(z-0,2)}$.

Xét tính ổn định hệ thống dùng tiêu chuẩn Nyquist, với T = 1s.

Giải:

Đặt: $z = e^{j\omega T} = \cos\omega T + j\sin\omega T = \cos\omega + j\sin\omega$,

$$GH(z)\big|_{z=e^{j\omega T}} = \frac{0,4}{(\cos\omega + j\sin\omega - 0,5)(\cos\omega + j\sin\omega - 0,2)}$$

$$= \frac{0,4}{(\cos^2\omega - \sin^2\omega - 0,7\cos\omega + 0,1) + j(2\sin\omega\cos\omega - 0,7\sin\omega)}.$$

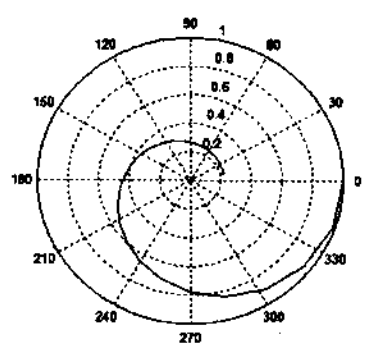
Hàm này có biên độ:

$$|G(z)| = \frac{0,4}{\sqrt{(\cos^2\omega - \sin^2\omega - 0,7\cos\omega + 0,1)^2 + (2\sin\omega\cos\omega - 0,7\sin\omega)^2}}$$

và có pha bằng:

$$\angle G(z) = \tan^{-1}\frac{2\sin\omega\cos\omega - 0,7\sin\omega}{\cos^2\omega - \sin^2\omega - 0,7\cos\omega + 0,1}.$$

Biểu đồ Nyquist được vẽ trên hình 7.36. Vì N = 0 và P = 0, hệ thống không có điểm cực nào nằm ngoài đường tròn đơn vị ở miền x nên hệ thống ổn định.



Hình 7.36. Biểu đồ Nyquist

7.3.6. Biểu đồ Bode

Biểu đồ Bode của các hệ thống gián đoạn có thể sử dụng cho việc phân tích ổn định hệ thống bằng cách chuyển đổi hệ thống sang miền w khi thực hiện việc thay:

$$z = \frac{1-w}{1-w} \tag{7.56}$$

Trong đó tần số trong miền w (là ω_w) liên quan đến tần số trong miền s (là ω) như sau:

$$\omega_w = \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \tag{7.57}$$

Một chuyển đổi hay dùng hơn trong thực tế là chuyển đổi miền w' mà tần số ở miền s giống ở miền w' hơn. Chuyển đổi miền w' được định nghĩa như sau:

$$w' = \frac{2}{T}\frac{z-1}{z+1} \tag{7.58}$$

$$\text{Hay } z = \frac{1+(T/2)w'}{1-(T/2)w'} \tag{7.59}$$

và tần số ở hai miền này liên quan với nhau qua biểu thức:

$$\omega' = \frac{2}{T}\tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) \tag{7.60}$$

Lưu ý tần số thực (tần số miền s) nhỏ và do đó:

$$\omega' = \frac{2}{T}\tan\frac{\omega T}{2} \approx \frac{2}{T}\left(\frac{\omega T}{2}\right) = \omega \tag{7.61}$$

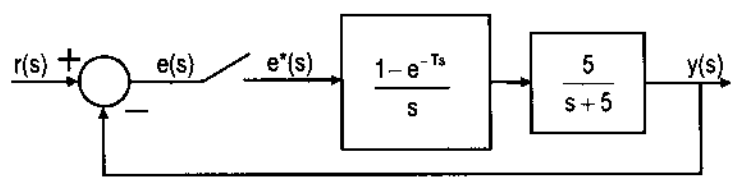
Do đó, tần số miền w' xấp xỉ bằng tần số miền s. Điều này chỉ đúng khi ωT đủ nhỏ sao cho $\tan(\omega T/2) \approx \omega T/2$, có nghĩa $\omega T/2 \le \pi/10$, hay $\omega \le 2\pi/10T$ và do đó:

$$\omega \le \frac{\omega_s}{10} \tag{7.62}$$

Trong đó ω_s là tần số lấy mẫu tính theo rad/s. Từ (7.61) cho thấy tần số miền s chỉ xấp xỉ bằng tần số miền w' khi chúng nhỏ hơn 10 lần tần số lấy mẫu.

Ta có thể dùng phép chuyển đổi (7.58) và (7.59) để chuyển đổi một hệ thống gián đoạn sang miền w' và rồi dùng các kỹ thuật phân tích biểu đồ Bode như hệ thống liên tục.

Ví dụ 7.18: Xét hệ thống kín gián đoạn hình 7.37. Vẽ biểu đồ Bode và xác định tính ổn định của hệ thống này, với T = 0,1 s.



Hình 7.37. Ví dụ 7.18.

Giải:

Từ hình 7.11:

$$G(z) = Z\left\{\frac{1-e^{-sT}}{s}\frac{5}{s+5}\right\} = \frac{1-e^{-0,5}}{z-e^{-0,5}} = \frac{0,393}{z-0,606}.$$

Chuyển đổi sang miền w' ta có:

$$G(w') = \frac{0,393-0,0196w'}{0,08w'-0,393} = \frac{4,9(1-0,05w')}{w'+4,9}$$

Biến độ và pha của đáp ứng tần có thể được tính khi ta đặt w' = jv, trong đó v tương tự như tần số thực ω. Do đó:

$$G(jv) = \frac{4,9(1-0,05jv)}{jv+4,9}.$$

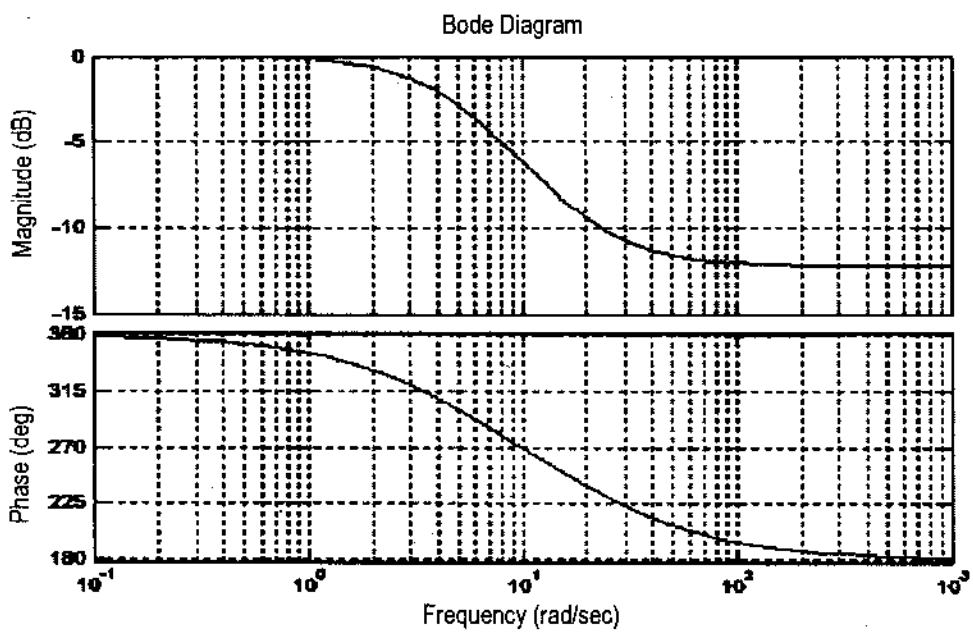
Biên độ:

$$|G(jv)| = \frac{4,9\sqrt{1+(0,05v)^2}}{\sqrt{v^2+4,9^2}}$$

và pha:

$$\angle G(jv) = -\tan^{-1}(0,05) - \tan^{-1}\left(\frac{v}{4,9}\right).$$

Biểu đồ Bode của hệ thống được vẽ ở hình 7.38. Hệ thống hoàn toàn ổn định.



Hình 7.38. Biểu đồ Bode

7.4. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN GIÁN ĐOẠN (SỐ)

Việc thiết kế một bộ điều khiển số bắt đầu bằng việc mô hình chính xác đối tượng cần điều khiển. Rồi sau đó, một thuật toán điều khiển được xây dựng đáp ứng được yêu cầu chất lượng hệ thống. Hệ thống điều khiển vòng kín dùng một máy tính số với chức năng như bộ điều khiển. Máy tính số thực hiện thuật toán điều khiển để đạt được đáp ứng đầu ra như yêu cầu.

Có nhiều cách thiết kế bộ điều khiển số:

– Mô hình hệ thống và thu được hàm truyền hệ thống ở miền s. Chuyển đổi hàm truyền sang miền z và bộ điều khiển được thiết kế ở miền z.

– Hệ thống được mô hình như một hệ thống số và bộ điều khiển đượo thiết kế trực tiếp trên miền z.

– Hàm truyền hệ thống liên tục được chuyển đổi sang miền w. Một bộ điều khiển thích hợp được thiết kế ở miền w dùng các kỹ thuật đáp ứng thời gian (QDNS) hoặc đáp ứng tần (biểu đồ Bode). Thiết kế cuối cùng được chuyển đổi sang miền z và thuật toán được thực hiện trong máy tính số.

Trình tự thiết kế bộ điều khiển số ở miền z có thể tóm tắt như sau:

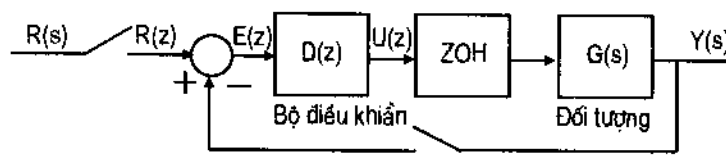
– Tìm hàm truyền đạt của hệ thống.

– Chuyển đổi hàm truyền hệ thống sang miền z.

– Thiết kế một hộ điều khiển số phù hợp ở miền z.

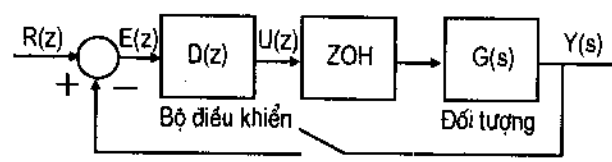
– Thực hiện thuật toán điều khiển trên máy tính số.

Một hệ thống gián đoạn có thể ở nhiều dạng khác nhau, phụ thuộc vào kiểu đầu vào và kiểu cảm biến dùng. Hình 7.39 đưa ra một hệ thống gián đoạn có đầu vào đặt là tín hiệu tương tự, và đầu ra đối tượng điều khiển cũng là tín hiệu tương tự. Các bộ biến đổi tương tự – số A/D được dùng để biến đổi các tín hiệu này thành dạng số sao cho chúng có thể xử lý được bởi máy tính số. Một mạch giữ chặm bậc không ZOH đặt ở đầu ra của bộ điều khiển số làm chức năng như một bộ biến đổi số – tương tự D/A tạo tín hiệu tương tự điều khiển đối tượng điều khiển.



Hình 7.39. Hệ thống số với đầu vào tương tự

Trên hình 7.40, đầu vào đặt là một tín hiệu số, thường đặt bằng bàn phím hoặc có thể được mã hóa cứng rồi đưa vào bộ điều khiển. Tín hiệu phản hồi cũng là tín hiệu số và tín

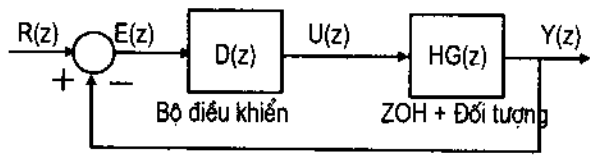


Hình 7.40. Hệ thống số với đầu vào số

hiệu sai lệch được tạo bởi máy tính bằng cách lấy tín hiệu đặt trừ đi tín hiệu phản hồi. Sau đó, bộ điều khiển số thực hiện thuật toán điều khiển và cho ra tín hiệu điều khiển đối tượng điều khiển.

7.4.1. Các bộ điều khiển số

Nói chung, ta có thể dùng sơ đồ khối hình 7.41 khi thiết kế một bộ điều khiển số. Trong hình này, R(z) là tín hiệu đặt, E(z) là tín hiệu sai lệch, U(z) là đầu ra của bộ điều khiển, và Y(z) là đầu ra của đối tượng điều khiển và là đầu ra của hệ thống. HG(z) biểu diễn hàm truyền của đối tượng điều khiển đã số hóa cùng với mạch giữ chậm bậc không ZOH.



Hình 7.41. Hệ thống điều khiển số

Hàm truyền vòng kín của hệ thống trong hình 7.41 có thể viết như sau:

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{D(z)HG(z)}{1 + D(z)HG(z)} \tag{7.63}$$

Bây giờ, giả thiết rằng ta muốn hàm truyền vòng kín là T(z), có nghĩa là

$$T(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} \tag{7.64}$$

Từ đây, bộ điều khiển cần thiết kế có thể tìm được từ (7.63) và (7.64) như sau:

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)} \frac{T(z)}{1 - T(z)} \tag{7.65}$$

Công thức (7.65) cho ta thấy rằng bộ điều khiển D(z) có thể thiết kế nếu ta biết mô hình của đối tượng điều khiển. Bộ điều khiển D(z) phải được chọn sao cho hệ ổn định và có thể thực hiện được. Một trong những hạn chế ảnh hưởng đến việc xây dựng bộ điều khiển là D(z) phải có bậc của tử số không lớn hơn bậc của mẫu số. Một số bộ điều khiển phổ biến xây dựng dựa trên (7.65) được mô tả dưới đây.

a) Bộ điều khiển Dead – Beat

Bộ điều khiển Dead – Beat là bộ điều khiển mà với một bước nhảy đơn vị đặt vào hệ thống, thì đáp ứng của hệ thống sau một hoặc vài chu kỳ lấy mẫu sẽ đạt bằng một.

Hàm truyền của hệ thống vòng kín khi đó là:

$$T(z) = z^{-k}, \text{ trong đó } k \geq 1 \tag{7.66}$$

Từ (7.65), hàm truyền của bộ điều khiển số cần thiết kế là:

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)} \frac{T(z)}{1 - T(z)} = \frac{1}{HG(z)} \left(\frac{z^{-k}}{1 - z^{-k}} \right) \tag{7.67}$$

Dưới đây là một số ví dụ thiết kế một bộ điều khiển dùng thuật toán điều khiển Dead – Beat.

Ví dụ 7.19: Hàm truyền vòng hở của một đối tượng điều khiển là:

$$G(s) = \frac{e^{-2s}}{1+10s}$$

Thiết kế bộ điều khiển số Dead – Beat cho hệ thống, giả thiết T = 1s.

Giải:

Hàm truyền của hệ cùng với khâu giữ chậm bậc không:

$$HG(z) = Z\left\{\frac{1-e^{-sT}}{s}G(s)\right\} = (1-z^{-1})Z\left\{\frac{e^{-2s}}{s(1+10s)}\right\}$$

hay:

$$HG(z) = (1-z^{-1})z^{-2}Z\left\{\frac{1/10}{s(s+1/10)}\right\}$$

Tra bảng chuyển đổi z ta có:

$$HG(z) = (1-z^{-1})z^{-2}\frac{z(1-e^{-0,1})}{(z-1)(z-e^{-0,1})} = z^{-3}\frac{1-e^{-0,1}}{1-e^{-0,1}z^{-1}} = \frac{0,095z^{-3}}{1-0,904z^{-1}}$$

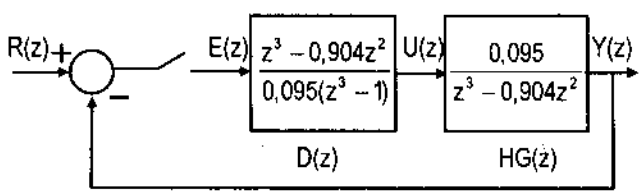
Từ công thức (7.64) và (7.66) ta có:

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)}\frac{T(z)}{1-T(z)} = \frac{1-0,904z^{-1}}{0,095z^{-3}}\frac{z^{-k}}{1-z^{-k}}$$

Để bậc của tử số không lớn hơn bậc của mẫu số thì $k \geq 3$. Ta chọn k = 3, và ta được hàm truyền của bộ điều khiển số:

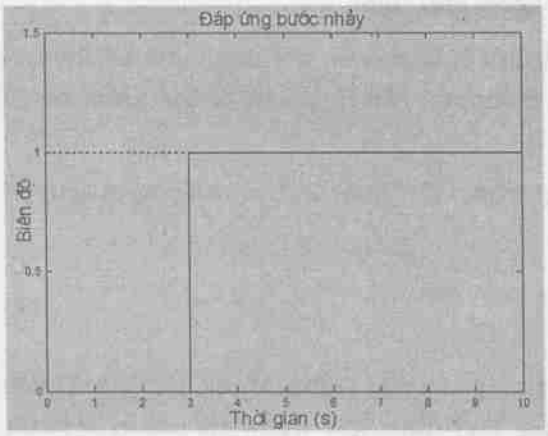
$$D(z) = \frac{1-0,904z^{-1}}{0,095z^{-3}}\frac{z^{-3}}{1-z^{-3}}$$
$$= \frac{z^{-3}-0,904z^{-2}}{0,095(z^{3}-1)}.$$

Hình 7.42 vẽ sơ đồ khối hệ thống với bộ điều khiển vừa tìm được, còn hình 7.43 vẽ đáp ứng bước của hệ thống. Đáp ứng đầu ra bằng 1 sau 3s (ba chu kỳ lấy mẫu) và giữ ổn định ở giá trị này. Ta cũng cần phải lưu ý rằng đáp ứng chỉ đúng ở các thời điểm lấy mẫu và đáp ứng có thể có dao động ở khoảng giữa các lần lấy mẫu.

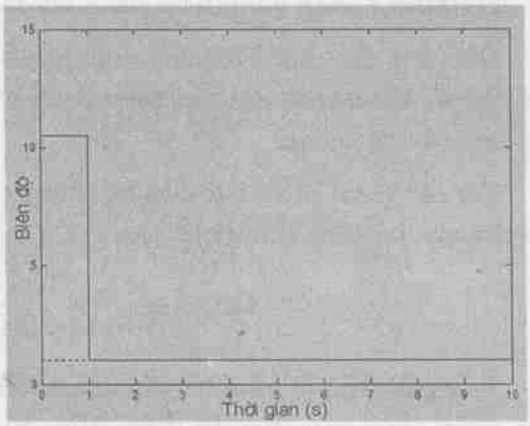


Hình 7.42. Sơ đồ khối của hệ thống với bộ điều khiển số đã thiết kế

Tín hiệu đặt vào đối tượng điều khiển được vẽ trên hình 7.44. Mặc dù bộ điều khiển Dead – Beat cho đáp ứng ra rất tốt nhưng biên độ của tín hiệu đặt vào đối tượng điều khiển khó có thể chấp nhận, và trong thực tế có thể bị bão hòa.



Hình 7.43. Đáp ứng ở đầu ra hệ thống



Hình 7.44. Tín hiệu điều khiển đối tượng

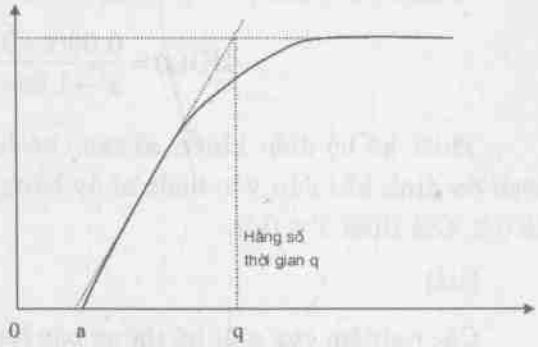
Bộ điều khiển Dead – Beat rất nhạy cảm với các đặc tính của đối tượng và một thay đổi nhỏ ở đối tượng có thể gây ra dao động đáp ứng hệ thống.

b) Bộ điều khiển Dahlin

Bộ điều khiển Dahlin là bộ điều khiển được sửa đổi từ bộ điều khiển Dead – Beat và tạo ra một đáp ứng dạng e mũ mềm mại hơn bộ điều khiển Dead – Beat.

Dạng của đáp ứng của hệ thống cần thiết kế viết trong miền s như sau:

$$Y(s) = \frac{1}{s}\frac{e^{-as}}{1+sq}$$



Hình 7.45. Dạng đáp ứng đầu ra hệ thống với bộ điều khiển Dahlin

trong đó a và q được chọn theo yêu cầu của đáp ứng ra cần thiết kế (xem hình 7.45). Nếu ta cho a = kT, thì chuyển đổi z của đầu ra là:

$$Y(z) = \frac{z^{-k-1}(1-e^{-T/q})}{(1-z^{-1})(1-e^{-T/q}z^{-1})}$$

và hàm truyền của hệ thống cần thiết kế là:

$$T(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{z^{-k-1}(1-e^{-T/q})}{(1-z^{-1})(1-e^{-T/q}z^{-1})}\frac{(1-z^{-1})}{1}$$

$$\text{hay } T(z) = \frac{z^{-k-1}(1-e^{-T/q})}{1-e^{-T/q}z^{-1}}$$

Dùng công thức (7.65) ta có thể tìm hàm truyền của bộ điều khiển cần thiết kế:

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)}\frac{T(z)}{1-T(z)} = \frac{1}{HG(z)}\frac{z^{-k-1}(1-e^{-T/q})}{1-e^{-T/q}z^{-1}-(1-e^{-T/q})z^{-k-1}}$$

c) Phương pháp gián điểm cực – phương pháp giải tích

Đáp ứng của một hệ thống được quyết định bởi vị trí của các điểm cực hệ thống vòng kín. Do đó, bằng cách đặt các điểm cực ở các điểm yêu cầu người ta có thể kiểm soát được đáp ứng của hệ thống.

Với các vị trí điểm cực của hệ thống cho trước, từ (7.64) ta tìm được hàm truyền đạt cần tìm của bộ điều khiển như sau

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)}\frac{T(z)}{1-T(z)} \tag{7.68}$$

Trong đó T(z) là hàm truyền đạt của hệ thống cần xây dựng. Dạng của T(z) thường là một phân thức gồm hai đa thức. Mẫu số của T(z) được xây dựng từ các vị trí của các nghiệm (điểm cực) yêu cầu, còn đa thức tử số có thể chọn sao cho thỏa mãn một tiêu chuẩn nào đó trong hệ thống.

Dưới đây là một ví dụ minh họa.

Ví dụ 7.20: Hàm truyền vòng hở của một hệ thống cùng với mạch giữ chậm:

$$HG(z) = \frac{0,03(z+0,75)}{z^2-1,5z+0,5}$$

Thiết kế bộ điều khiển số sao cho hệ thống vòng kín có $\zeta = 0,6$ và $\omega_d = 3$ rad/s. Sai lệch ổn định khi đầu vào bước nhảy bằng không. Sai lệch ổn định khi đầu vào là hàm dốc là 0,2. Giả thiết T = 0,2s.

Giải:

Các nghiệm của một hệ thống bậc hai là

$$z_{1,2} = e^{-\zeta\omega_n T \pm j\omega_n T\sqrt{1-\zeta^2}} = e^{-\zeta\omega_n T}(\cos\omega_n T\sqrt{1-\zeta^2} \pm j\sin\omega_n T\sqrt{1-\zeta^2}).$$

Do đó, với các vị trí điểm cực yêu cầu ta có:

$$z_{1,2} = e^{-0,6\times3,75\times0,2}(\cos(0,2\times3) \pm j\sin(0,2\times3)) = 0,526 \pm j0,360$$

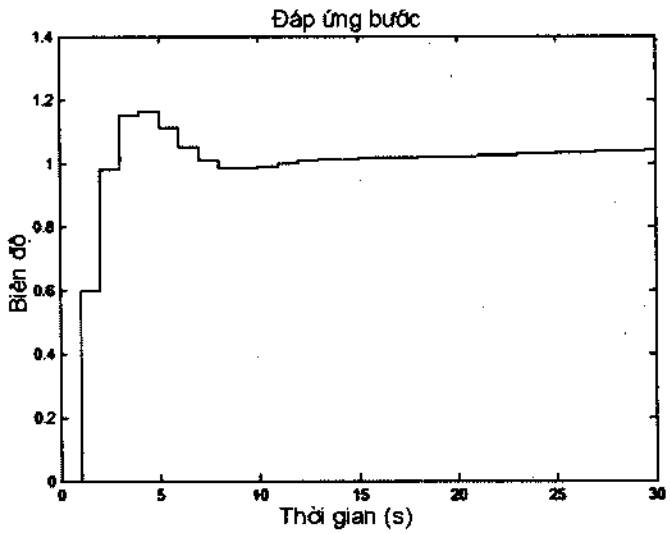
Từ đây ta có hàm truyền của bộ điều khiển cần có dạng như sau

$$\begin{aligned} T(z) &= \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} + \ldots}{(z-0,526+j0,360)(z-0,526-j0,360)} \\ &= \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} + \ldots}{1-1,052z^{-1}+0,405z^{-2}}. \end{aligned} \tag{7.69}$$

Bây giờ ta phải xác định các hệ số của đa thức tử số. Để đảm bảo tính thực tế thì $b_0 = 0$ và tử số chỉ có các hệ số b_1 và b_2. Công thức (7.69) trở thành:

$$T(z) = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1-1,052z^{-1}+0,405z^{-2}} \tag{7.60}$$

Các hệ số còn lại có thể xác định từ các yêu cầu về trạng thái xác lập.



Hình 7.46. Đáp ứng bước nhảy của hệ thống

Sai lệch ổn định được xác định như sau:

$$E(z) = R(z)\left[1 - T(z)\right].$$

Với đầu vào bước nhảy đơn vị, sai lệch ổn định có thể xác định từ lý thuyết giá trị cuối cùng, có nghĩa là:

$$E_{ss} = \lim_{z \to 1} \frac{z-1}{z} \frac{z}{z-1}[v]$$

hay: $E_{ss} = 1 - T(1)$.

Do đó muốn sai lệch ổn định bằng 0 đối với đầu vào bước nhảy thì $T(1) = 1$.

Từ (7.70), ta có:

$$T(1) = \frac{b_1 + b_2}{0,353} = 1 \tag{7.71}$$

và:

$$T(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 - 1,052z + 0,405}. \tag{7.72}$$

Nếu K_v là hằng số vận tốc của hệ thống, thì với một sai lệch ổn định đối với đầu vào hàm dốc, ta có thể viết: $E_{ss} = \lim_{z \to 1} \frac{z-1}{z} \frac{Tz}{(z-1)^2}\left[1 - T(z)\right] = \frac{1}{K_v}$

hay, dùng luật L'Hospital ta có: $\left.\frac{dT}{dz}\right|_{z=1} = -\frac{1}{K_v T}$.

Do đó, từ (7.72):

$$\left.\frac{dT}{dz}\right|_{z=1} = \frac{b_1(z^2 - 1,052z + 0,405) - (b_1 z + b_2)(2z - 1,052)}{(z^2 - 1,052z + 0,405)^2} = -\frac{1}{K_v T} = -\frac{0,2}{0,2} = -1$$

$$\Rightarrow \frac{0,353b_1 - (b_1 + b_2)0,948}{0,353^2} = -1$$

$$\Rightarrow 0,595b_1 + 0,948b_2 = 0,124. \tag{7.73}$$

Từ (7.71) và (7.73) ta có,

$$b_1 = 0,596 \text{ và } b_2 = -0,243.$$

Như vậy, hàm truyền của hệ thống yêu cầu là

$$T(z) = \frac{0,596z - 0,243}{z^2 - 1,052z + 0,405}. \tag{7.74}$$

Thay vào công thức (7.65) ta được hàm truyền đạt của bộ điều khiển:

$$D(z) = \frac{1}{HG(z)}\frac{T(z)}{1-T(z)} = \frac{z^2 - 1,5z + 0,5}{0,03(z+0,75)}\frac{T(z)}{1-T(z)}$$

Biến đổi cuối cùng ta được:

$$D(z) = \frac{0,596z^3 - 1,137z^2 + 0662z - 0,121}{0,03z^3 - 0,027z^2 - 0,018z + 0,015} \qquad (7.75)$$

Đáp ứng bước của hệ thống với bộ điều khiển này được vẽ ở hình 7.46.

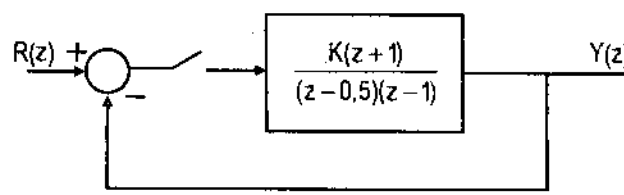
d) Phương phúp gán điểm cực – phương pháp bằng hình vẽ

Trong phần trước ta đã hiết cách tạo đáp ứng đầu ra của hệ thống kín bằng cách đặt các điểm cực ở các điểm theo yêu cầu trên mặt phẳng z. Trong phần này ta sẽ xét một số ví dụ đặt điểm cực dùng quỹ đạo nghiệm số.

Khi đặt các điểm cực của hệ thống ở các điểm yêu cầu trên mặt phẳng z, ta có thể hoặc thay đổi hệ số khuếch đại của hệ thống, hoặc sử dụng một hộ hù động (làm sớm pha hoặc chậm pha). Với một hệ thống bậc nhất, ta chỉ có thể thay đổi hệ số khuếch đại một chiều để đạt được hằng số thời gian yêu cầu. Với một hệ thống hậc hai, nói chung ta có thể thay đổi hệ số khuếch đại một chiều để đạt được hệ số tắt dần không đổi lớn hơn hoặc nhỏ một giá trị yêu cầu, và tùy thuộc vào hệ thống, ta cũng có thể thiết kế cho một tần số tự nhiên yêu cầu bằng cách đơn giản là thay đổi hệ số khuếch đại một chiều. Với các yêu cầu phức tạp hơn, ví dụ như đặt các điểm cực hệ thống ở các điểm xác định trên miền z, ta sẽ cần dùng các hộ bù động, và phương pháp chỉ thay đổi hệ số khuếch đại đơn giản sẽ không đáp ứng được.

Ví dụ 7.21: Sơ đồ khối của một hệ thống gián đoạn được vẽ trên hình 7.47. Tìm giá trị của hệ số khuếch đại K sao cho hệ số tắt dần hằng $\zeta = 0,7$.

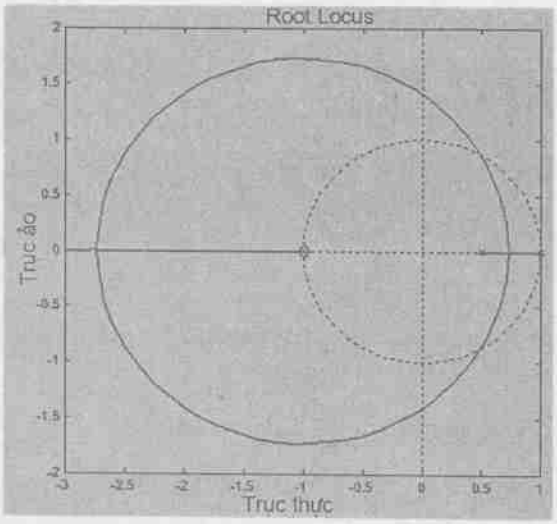
Giải:



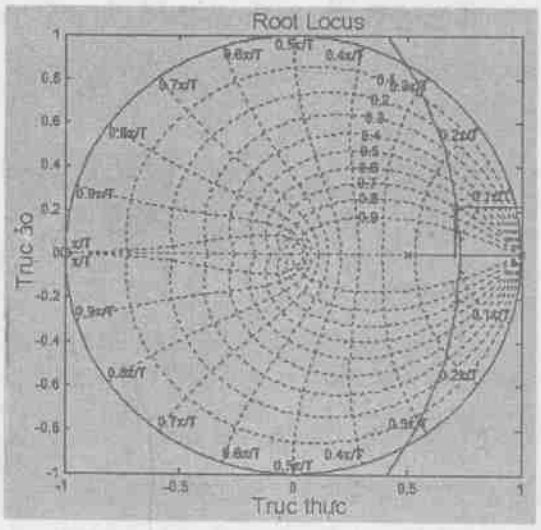
Hình 7.47. Sơ đồ khối ví dụ 7.21

Trong ví dụ này ta sẽ vẽ quỹ đạo nghiệm số của hệ thống khi hộ số K thay đổi, và rồi ta đặt thêm lên đó các đường có hệ số tắt $\zeta = \text{const}$. Giá trị của K ứng với hệ số tắt dần yêu cầu có thể tìm được từ hiểu đồ quỹ đạo nghiệm này.

Quỹ đạo nghiệm của hệ thống này được vẽ trên hình 7.48. Quỹ đạo nghiệm này được giãn rõ hơn phần nằm trong đường tròn đơn vị cùng với các đường $\zeta = \text{const}$ được vẽ trên hình 7.49. Một điểm nằm trên quỹ đạo nghiệm và có hệ số $\zeta = 0,7$ như yêu cầu cũng được vẽ trên hình này. Ở điểm cần tìm này có nghiệm là $z_{1,2} = 0,7191 \pm j0,2114$. Giá trị của K ở điểm này là K = 0,0618.



Hình 4.48



Hình 7.49

7.4.2. Bộ điều khiển PID

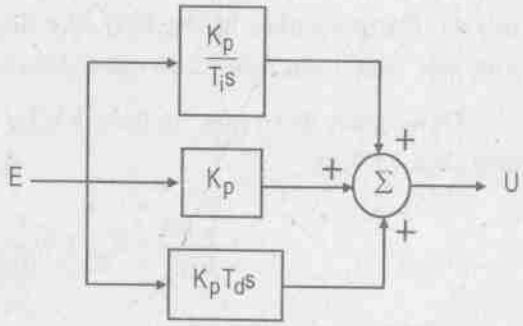
Hiện này bộ điều khiển tỷ lệ – tích phân – vi phân (PID) là bộ điều khiển được sử dụng phổ biến nhất hiện nay. Trong bộ điều khiển PID gồm ba thành phần:

– Thành phần tỷ lệ P: Sai lệch được nhân với một hệ số K_p. Nếu K_p quá cao thì có thể làm hệ mất ổn định, nhưng nếu quá thấp thì có thể làm hệ bị trôi.

– Thành phần tích phân I: Thực hiện tích phân sai lệch và nhân với một hệ số K_i. Hệ số K_i có thể được điều chỉnh để giảm sai lệch về không trong một khoảng thời gian yêu cầu. Nếu K_i quá lớn sẽ làm hệ thống dao động và nếu quá nhỏ sẽ làm hệ đáp ứng chậm.

– Thành phần vi phân D: Thực hiện vi phân sai lệch và nhân với một hệ số K_d. Nếu hệ số K_d quá cao sẽ làm hệ thống dao động và nếu quá nhỏ thì đáp ứng ra chậm.

Hình 7.50 vẽ sơ đồ khối của một bộ điều khiển PID tương tự. Việc xây dựng bộ điều khiển PID yêu cầu cần tìm các hệ số K_p, K_i và K_d để thỏa mãn các yêu cầu về đáp ứng ra hệ thống.



Hình 7.50. Sơ đồ khối của một bộ điều khiển PID tương tự

Quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của bộ điều khiển PID có thể biểu diễn như sau:

$$u(t) = K_p\left[e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(t)dt + T_d\frac{de(t)}{dt}\right] \tag{7.76}$$

Trong đó u(t) là đầu ra của bộ điều khiển và e(t) = r(t) – y(t) là sai lệch điều khiển. r(t) là điểm đặt (giá trị đặt) từ đầu vào hệ thống, y(t) là đầu ra đối tượng điều khiển. T_i và T_d là các hằng số thời gian tích phân và vi phân.

Lưu ý (7.76) cũng có thể biểu diễn dạng:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} + u_0 \tag{7.77}$$

trong đó:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}; \quad K_d = K_p T_d \tag{7.78}$$

Thực hiện chuyển đổi Laplace (7.76) ta có thể viết hàm truyền của bộ điều khiển PID tương tự như sau:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p T_d s \tag{7.79}$$

Để thực hiện bộ điều khiển PID số ta phải chuyển đổi (7.76) sang dạng tín hiệu gián đoạn. Có nhiều cách làm việc này và cách đơn giản nhất là dùng phép xấp xỉ hình thang cho thành phần tích phân và dùng phép xấp xỉ sai phân lùi cho thành phần vi phân:

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e(kT - T)}{T} \text{ và } \int_0^t e(t)dt \approx \sum_{k=1}^{n} Te(kT).$$

Do đó, công thức (7.76) trở thành:

$$u(kT) = K_p \left[e(kT) + T_d \frac{e(kT) - e(kT - T)}{T} + \frac{T}{T_i} \sum_{k=1}^{n} e(kT) \right] + u_0 \tag{7.80}$$

Dạng biểu diễn bộ điều khiển PID (7.80) là dạng thích hợp với việc thực hiện trên máy tính số. Dạng bộ điều khiển PID này được biết như là bộ điều khiển PID positional. Lưu ý rằng việc thực hiện một hành động điều khiển mới được thực hiện ở mỗi lần lấy mẫu.

Dạng gián đoạn của bộ điều khiển PID cũng có thể thu được bằng cách chuyển đổi z công thức (7.79):

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_p \left[1 + \frac{T}{T_i(1 - z^{-1})} + T_d \frac{(1 - z^{-1})}{T} \right] \tag{7.81}$$

Khai triển (7.81) được:

$$\begin{aligned} u(kT) = u(kT - T) + K_p[e(kT) - e(kT - T)] + \frac{K_p T}{T_i} e(kT) \\ + \frac{K_p T_d}{T}[e(kT) - 2e(kT - T) - e(kT - 2T)] \end{aligned} \tag{7.82}$$

Dạng bộ điều khiển PID (7.81) được biết với cái tên là bộ điều khiển PID velocity. Với bộ điều khiển này, hành động điều khiển hiện tại dùng giá trị điều khiển trước đó như là giá trị đặt. Bởi chỉ có một sự thay đổi trong hành động điều khiển được dùng, nên bộ điều khiển này cho phép điều khiển mềm mại hơn khi sai lệch vào nhỏ. Nếu có một sai lệch đầu

vào lớn thì đáp ứng ra của bộ điều khiển PID velocity có thể chậm, đặc biệt nếu hằng số thời gian tích phân T_i lớn.

Hai dạng bộ điều khiển PID (7.80) và (7.82) nhìn có vẻ khá khác nhau, nhưng thực chúng tương tự nhau. Xét bộ điều khiển positional (7.80), nếu dịch lùi một chu kỳ lấy mẫu ta được:

$$u(kT-T) = K_p\left[e(kT-T) + T_d\frac{e(kT-T)-e(kT-2T)}{T} + \frac{T}{T_i}\sum_{k=1}^{n-1}e(kT)\right] + u_0.$$

Lấy (7.80) trừ vế với vế công thức này ta sẽ thu được dạng bộ điều khiển PID velocity (7.82).

a) Hiện tượng bão hòa và mất tác dụng tích phân

Trong các ứng dụng thực tế, giá trị đầu ra của một hành động điều khiển bị hạn chế bởi các giới hạn vật lý. Ví dụ, giá trị cực đại của điện áp ra từ một linh kiện bị giới hạn bởi khả năng chịu điện áp của linh kiện đó. Tương tự, tốc độ chảy tối đa mà một máy bơm có thể cung cấp bị giới hạn bởi khả năng vật lý của bơm. Hậu quả của những giới hạn vật lý này làm cho sai lệch điều khiển không thể về 0 và việc tích phân vẫn cộng dồn liên tục. Hiện tượng này được gọi là hiện tượng mất tác dụng tích phân (hay hiện tượng bão hòa), và là nguyên nhân gây ra hiện tượng quá điều chỉnh kéo dài xuất hiện ở đáp ứng đầu ra đối tượng điều khiển. Ví dụ, ta muốn điều khiển vị trí trục động cơ và một thay đổi lớn điểm đặt vị trí xuất hiện, và điều này tạo ra một tín hiệu sai lệch vị trí lớn. Bộ điều khiển sẽ cố gắng làm giảm sai lệch giữa điểm đặt và đầu ra hệ thống. Thành phần tích phân sẽ thực hiện việc cộng các tín hiệu sai lệch ở mỗi lần lấy mẫu và tạo ra ở đầu ra bộ điều khiển tín hiệu điều khiển động cơ lớn. Nhưng do các giới hạn về vật lý của đối tượng điều khiển (hệ thống bộ biến đổi – động cơ), động cơ sẽ không thể đáp ứng một cách tuyến tính với tín hiệu điều khiển đặt vào. Nếu bây giờ điểm đặt vị trí thay đổi sang hướng khác, thì thành phần tích phân sẽ vẫn tạo ở đầu ra giá trị lớn và sẽ không đáp ứng tức thời với yêu cầu của điểm đặt. Do đó, hệ thống sẽ có đáp ứng kém khi bị rơi vào điều kiện này.

Hiện tượng mất tác dụng tích phân (bão hòa) dễ xuất hiện với bộ điều khiển PID positional. Với bộ điều khiển velocity, các tín hiệu sai lệch không được cộng dồn, do đó hiện tượng bão hòa này không xảy ra, mặc dù các tín hiệu điều khiển cũng chịu tác động của các giới hạn về vật lý.

Có nhiều kỹ thuật đã được phát triển để khử hiện tượng bão hòa tích phân của các bộ điều khiển PID, và dưới đây là một số cách phổ biến:

– Dừng tích phân (không cộng dồn) khi hiện tượng bão hòa xảy ra. Tích phân này gọi là tích phân có điều kiện. Ý tưởng của phương pháp này là đặt đầu vào bộ tích phân bằng không khi đầu ra bộ điều khiển bị bão hòa và các đầu vào và đầu ra là cùng dấu.

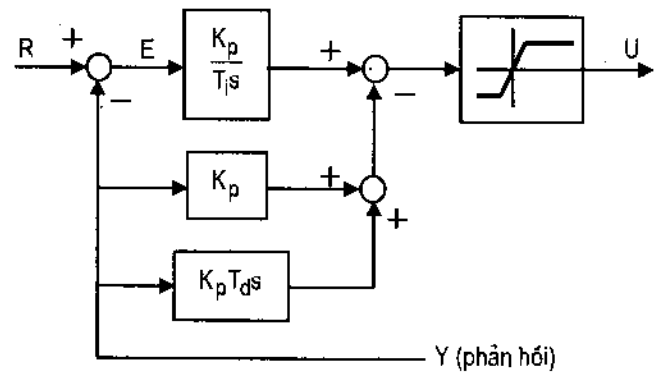
– Cố định thành phần tích phân giữa giá trị nhỏ nhất và lớn nhất.

– Giảm đầu vào tích phân bằng một hằng nào đó nếu đầu ra bộ điều khiển hị hão hòa. Thường giá trị tích phân được giảm bằng một lượng tỷ lệ với hiệu giữa đầu ra chưa hão hòa và dã bão hòa (giá trị cao nhất).

– Dùng bộ điều khiển PID dạng velocity.

b) Derivative kick (sốc vi phân)

Một vấn đề khác khi dùng bộ điều khiển PID mà nguyên nhân là do thành phần vi phân của bộ điều khiển. Vấn đề này có thể xảy ra khi điểm đặt thay đổi đột ngột làm tín hiệu sai lệch cũng thay đổi đột ngột theo. Dưới điều kiện như vậy, thành phần vi phân có thể tạo ra một kick, được hiết như là một derivative kick. Trong thực tế, vấn đề này có thể tránh bằng cách chuyển thành phần vi phân sang vòng phản hồi. Thành phần tỷ lệ cũng có thể là nguyên nhân tạo kick bất ngờ ở đầu ra và do đó thành pbần này thường được chuyển sang vòng phản hồi.



Hình 7.51. Bộ điáu khiển PID cải tiến

Một cấu trúc thực tế của bộ điều khiển PID có thể tránh được hiện tượng bão hòa mất tác đụng tích phân và hiện tượng sốc vi phân cho trên hình 7.51.

c) Tìm các tham số bộ điều khiển PID

Khi một bộ điều khiển PID được dùng trong một hệ thống thì ta phải tìm được các tbam số của bộ điều khiển sao cho tạo được đáp ứng ra như yêu cầu. Các tham số hộ điều khiển PID cần tìm hao gồm K_p, T_i, và T_d. Có nhiều phương pháp tìm các tham số này, từ phương pháp đầu tiên được mô tả bởi J.G. Ziegler và N.B. Nichols (còn được gọi là phương pháp Ziegler – Nichols) năm 1942 và 1943, cho tới các hộ điều khiển tự gán tham số gần đây. Trong phần này ta sẽ xem cách tìm các tham số của bộ điều khiển PID bằng phương pháp Ziegler – Nichols.

Ziegler và Nichols đề xuất tìm các tham số bộ điều khiển PID của một hệ thống dựa trên phép kiểm tra vòng hở hoặc vòng kín của hệ thống đó. Theo Ziegler và Nichols, hàm truyền vòng hở của một hệ thống có thể được xấp xỉ bằng một hệ thống bậc nhất có trễ như sau:

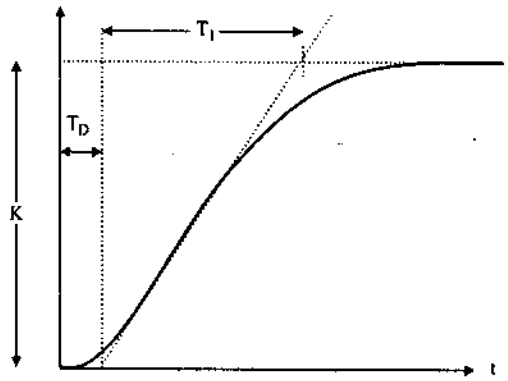
$$G(s) = \frac{Ke^{-sT_D}}{1 + sT_1}$$

trong đó T_D – Trễ hệ thống, và T_1 – Hằng số thời gian của hệ thống.

c1) Phương pháp dùng hàm truyền vòng hở

Đối với phương pháp dùng hàm truyền vòng hở, đầu tiên ta tìm các tham số bằng cách đặt một hàm bước nhảy vào hệ thống vòng kín. Các tham số đối tượng điều khiển K, T_D và T_1 tìm được từ kết quả của phép thử bước nhảy như chỉ ra trên hình 7.52.

Rồi Ziegler và Nichols đề xuất dùng bộ điều khiển PID với các tham số như trong bảng 7.3. Các tham số này được tính dựa trên khái niệm tối thiểu hóa phép tích phân của sai lệch tuyệt đối sau khi đặt ở đầu vào bằng hàm bước nhảy.



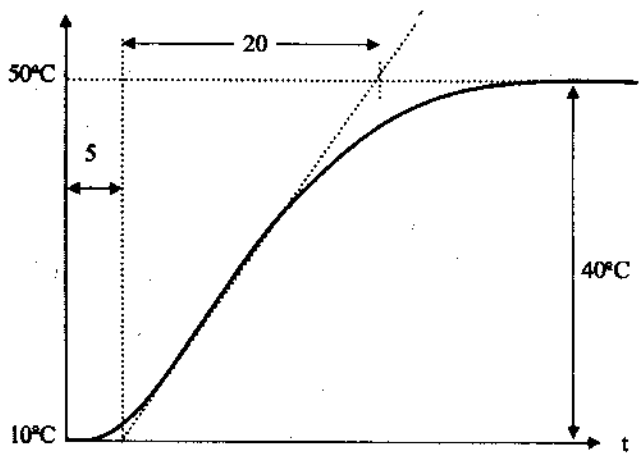
Hình 7.52. Cách tìm các tham số K, T_D và T_1

Bảng 7.3. Cài đặt các tham số bộ điều khiển PID của Ziegler – Nichols

Bộ điều khiển	K_p	T_i	T_d
Tỷ lệ P	$\frac{T_1}{KT_D}$		
PI	$\frac{0,9T_1}{KT_D}$	$3,3T_D$	
PID	$\frac{1,2T_1}{KT_D}$	$2T_D$	$0,5T_D$

Dưới đây là một ví dụ minh họa cho phương pháp này.

Ví dụ 7.22: Đáp ứng bước nhảy vòng hở của một lò nhiệt được vẽ trên hình 7.53. Hãy tìm hàm truyền của lò này dùng phương pháp Ziegler – Nichols để thiết kế (a) bộ điều khiển tỷ lệ, (b) bộ điều khiển PI, và (c) bộ điều khiển PID. Vẽ sơ đồ khối cho mỗi trường hợp.



Hình 7.53. Đáp ứng bước nhảy ví dụ 7.22

Giải:

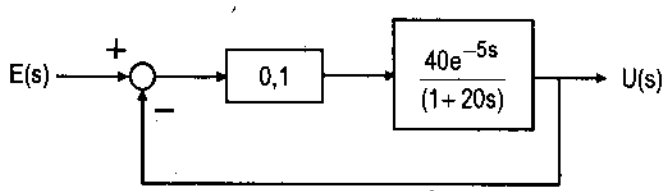
Từ hình 7.53 ta tìm được các tham số của lò như sau: K = 40°C, T_D = 5s và T_1 = 20s. Hàm truyền của lò là:

$$G(s) = \frac{40e^{-5s}}{1+20s}$$

* Bộ điều khiển tỷ lệ: Từ bảng 9.1, các tham số cho bộ điều khiển tỷ lệ là:

$$K_p = \frac{T_i}{KT_D} = \frac{20}{40 \times 5} = 0,1.$$

Như vậy, hàm truyền của bộ điều khiển cũng chính bằng K_p = 0,1 và sơ đồ khối của hệ thống kín được vẽ trên hình 7.54.



Hình 7.54. Bộ điều khiển tỷ lệ

* Bộ điều khiển PI: Từ bảng 7.3, các tham số bộ điều khiển PI là:

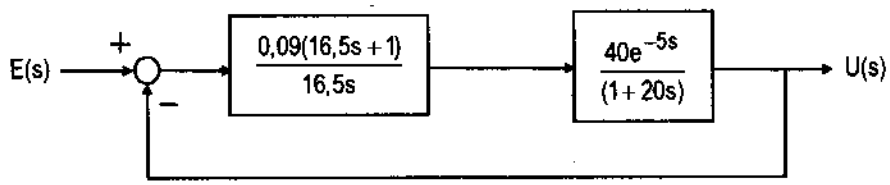
$$K_p = \frac{0,9T_1}{KT_D} = \frac{0,9 \times 20}{40 \times 5} = 0,09$$

và: $T_i = 3,3T_D = 3,3 \times 5 = 16,5.$

Hàm truyền đạt của bộ điều khiển:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = 0,09\left[1 + \frac{1}{16,5s}\right] = \frac{0,09(16,5s+1)}{16,5s}$$

Sơ đồ khối hệ thống kín được vẽ trên hình 7.55.



Hình 7.55. Bộ điều khiển PI

* Bộ điều khiển PID: Từ bảng 7.3, các tham số bộ điều khiển PID là:

$$K_p = \frac{1,2T_1}{KT_D} = \frac{1,2 \times 20}{40 \times 5} = 0,12;$$

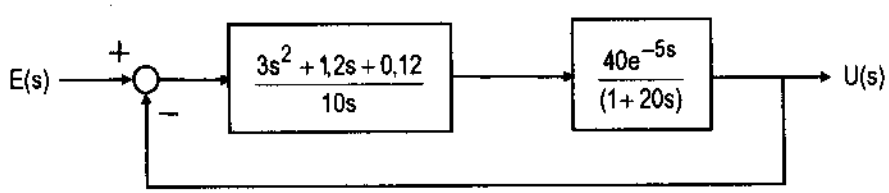
$$T_i = 2T_D = 2 \times 5 = 10; \qquad T_d = 0,5T_D = 0,5 \times 5 = 2,5.$$

Hàm truyền của bộ điều khiển PID cần tìm:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p\left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right] = 0,12\left[1 + \frac{1}{10s} + 2,5s\right]$$

$$\text{hay } \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{3s^2 + 1,2s + 0,12}{10s}.$$

Sơ đồ khối của hệ thống được vẽ trên hình 7.56.



Hình 7.56. Bộ điều khiển PID

c2) Phương pháp dùng hàm truyền vòng kín

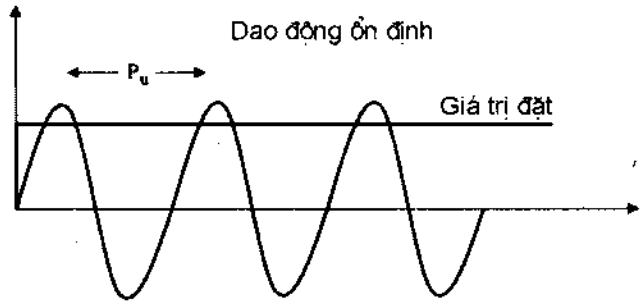
Phương pháp Ziegler – Nichols tìm các tham số bộ điều khiển dựa trên phép thử trên hệ thống kín thực hiện theo trình tự sau:

– Bỏ các thành phần tích phân I và vi phân D trong bộ điều khiển và chỉ để lại thành phần tỷ lệ P.

– Thực hiện một phép thử điểm đặt với đầu vào là hàm bước nhảy và quan sát đáp ứng ra của hệ thống.

– Lặp lại phép thử trên với hệ số khuếch đại lớn hơn (hoặc nhỏ hơn) của bộ điều khiển đến khi nào đạt được sự dao động ổn định (xem hình 7.57). Hệ số khuếch đại này gọi là hệ số cơ bản (ultimate gain) K_u.

– Đọc chu kỳ dao động ổn định này, ký hiệu là P_u.



Hình 7.57

– Tính các tham số bộ điều khiển theo các công thức sau:

+ Nếu là bộ điều khiển PI: $K_p = 0,45K_u; T_i = P_u / 1,2;$

+ Nếu là bộ điều khiển PID: $K_p = 0,6K_u; T_i = P_u / 2; T_d = T_u / 8.$

7.5. HIỆN THỰC HÓA BỘ ĐIỀU KHIỂN

Một thuật toán điều khiển số phải được hiện thực hóa trong máy tính dưới dạng một chương trình chứa các trễ đơn vị, các số nhân, và các số cộng.

Với một hàm truyền bộ điều khiển cho trước ta có thể hiện thực hóa bằng nhiều cách khác nhau. Trong phần này chỉ đưa ra một số cách quan trọng đó là cấu trúc trực tiếp, cấu trúc kiểu thác/tầng (cascaded), cấu trúc song song và các cấu trúc bậc hai.

7.5.1. Cấu trúc trực tiếp

Hàm truyền D(z) của một bộ điều khiển số có thể biểu diễn tổng quát bởi một tỷ số của hai đa thức:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j}}{1 + \sum_{j=1}^{n} b_j z^{-j}} \tag{7.83}$$

Trong cấu trúc trực tiếp, các hệ số a_j và b_j xuất hiện với vai trò là các số nhân. Có nhiều dạng cấu trúc trực tiếp và ta sẽ xem xét hai cấu trúc phổ biến nhất là cấu trúc trực tiếp chuẩn (hợp quy tắc–canonical) và cấu trúc trực tiếp không chuẩn (không theo quy tắc–noncanonical) .

a) Cấu trúc trực tiếp chuẩn (canonical)

Ta biết rằng $b_0 = 1$, ta có thể viết lại (7.83) như sau:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^{n} b_j z^{-j}} \tag{7.84}$$

Bây giờ ta đưa ra một biến phụ R(z) sao cho

$$\frac{U(z)}{R(z)}\frac{R(z)}{E(z)} = \frac{\sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^{n} b_j z^{-j}} \tag{7.85}$$

$$\text{hay: } \frac{U(z)}{R(z)} = \sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j} \tag{7.86}$$

$$\text{và } \frac{E(z)}{R(z)} = \sum_{j=0}^{n} b_j z^{-j} \tag{7.87}$$

Giả thiết hàm truyền của bộ điều khiển số là

$$R(z) = E(z) - \sum_{j=1}^{n} b_j z^{-j} R(z) \tag{7.88}$$

Ta có thể viết lại (7.84) như sau:

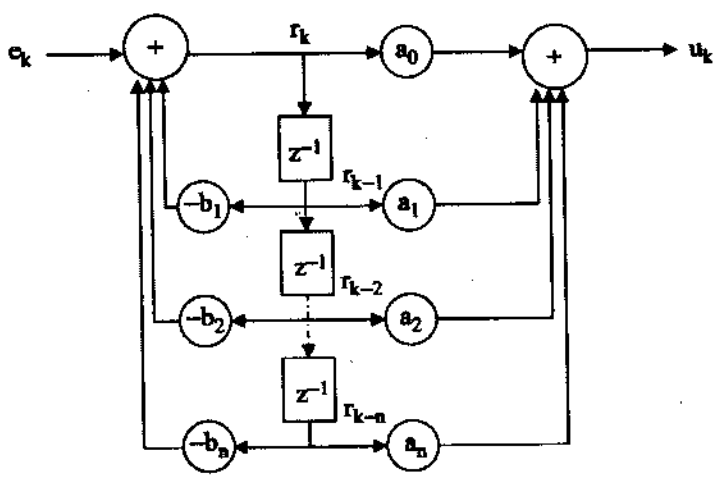
$$U(z) = \sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j} R(z) \tag{7.89}$$

Các công thức (7.86) và (7.87) có thể viết lại ở miền thời gian như sau:

$$r_k = e_k - \sum_{j=1}^{n} b_j r_{k-j} \tag{7.90}$$

$$\text{và: } u_k = \sum_{j=0}^{n} a_j r_{k-j} \tag{7.91}$$

Các công thức (7.90) và (7.91) mô tả dạng cấu trúc trực tiếp và sơ đồ khối thực hiện điều khiển được vẽ trên hình 7.58. Bộ điều khiển được xây dựng từ các khối trễ, cộng và nhân. Dưới đây là một ví dụ minh họa.



Hình 7.58. Cấu trúc điều khiển trực tiếp chuẩn

Ví dụ 7.23: Hàm truyền của bộ điều khiển số được biểu diễn như sau:

$$D(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + 4z^{-2}}{1 + 2z^{-1} + 5z^{-2}}$$

Hãy vẽ sơ đồ khối theo cấu trúc trực tiếp chuẩn để hiện thực hóa bộ điều khiển này.

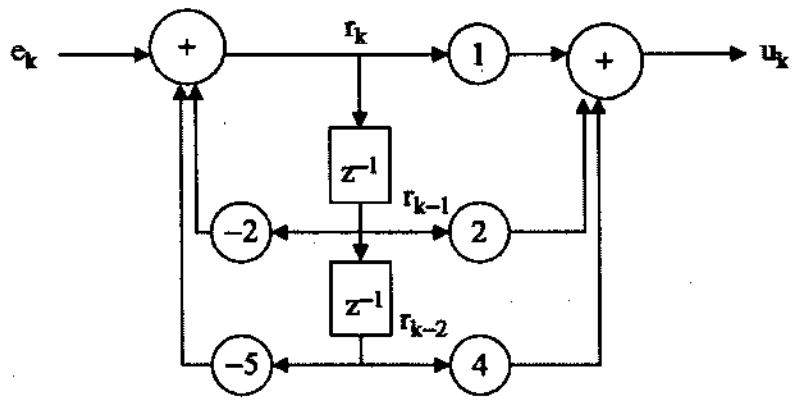
Giải:

Từ các công thức (7.90) và (7.91) ta có:

$$r_k = e_k - 2r_{k-1} - 5r_{k-2}$$

và $u_k = 1.r_k + 2.r_{k-1} + 4.r_{k-2}$

Từ hình 7.58 ta có thể vẽ sơ đồ khối bộ điều khiển yêu cầu như hình 7.59.



Hình 7.59. Cấu trúc trực tiếp chuẩn bộ điều khiển ví dụ 7.23

b) Cấu trúc trực tiếp không chuẩn (noncanonical)

Xét công thức (7.84) với $b_0 = 1$:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^{n} b_j z^{-j}}.$$

Nhân chéo và viết lại công thức này như sau:

$$U(z)\sum_{j=0}^{n} b_j z^{-j} = E(z)\sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j}. \tag{7.92}$$

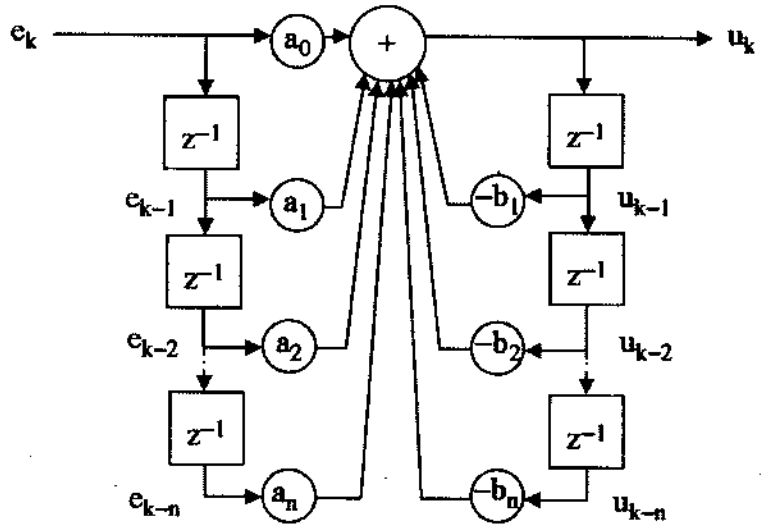
hay, vì $b_0=1$,

$$U(z) = \sum_{j=0}^{n} a_j z^{-j} E(z) - \sum_{j=1}^{n} b_j z^{-j} U(z). \tag{7.93}$$

Viết (7.93) ở miền thời gian ta thu được cấu trúc dạng trực tiếp không chuẩn:

$$u_k = \sum_{j=0}^{n} a_j e_{k-j} - \sum_{j=1}^{n} b_j u_{k-j}. \tag{7.94}$$

Sơ đồ khối của cấu trúc dạng trực tiếp không chuẩn được vẽ trên hình 7.60. Cấu trúc này chỉ có một bộ cộng nhưng có 2n phần tử trễ.



Hình 7.60. Cấu trúc trực tiếp không chuẩn

Ví dụ 7.24: Hàm truyền của một bộ điều khiển số tìm được như sau

$$D(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + 4z^{-2}}{1 + 2z^{-1} + 5z^{-2}}$$

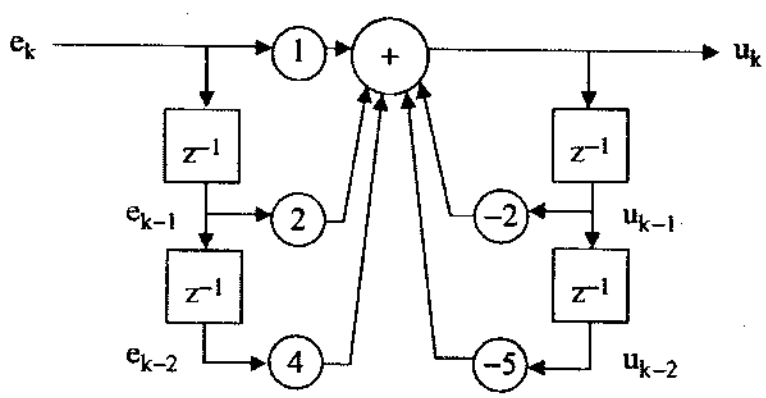
Vẽ sơ đồ khối cấu trúc điều khiển thực hiện theo kiểu trực tiếp không chuẩn hiện thực hóa bộ điều khiển này.

Giải:

Từ công thức (7.94) ta có:

$$u_k = 1.e_k + 2.e_{k-1} + 4.e_{k-2} - 2.u_{k-1} - 5.u_{k-2}$$

và từ hình 7.60 ta vẽ được sơ đồ khối yêu cầu như trên hình 7.61.



Hình 7.61. Cấu trúc trực tiếp không chuẩn cho ví dụ 7.24

7.5.2. Cấu trúc điều khiển kiểu phân tầng (Cascade Realization)

Cấu trúc kiểu phân tầng khắc phục được các vấn đề liên quan đến độ nhạy hệ số. Trong phương pháp này, hàm truyền được thực hiện như là một tích của các hàm truyền bậc nhất và hàm truyền bậc hai. Do đó, hàm truyền bộ điều khiển được viết như sau:

$$D(z) = P(z)\prod_{i=1}^{m} Q_i(z), \text{ với n lẻ} \tag{7.95}$$

$$\text{và } D(z) = \prod_{i=1}^{m} Q_i(z), \text{ với n chẵn} \tag{7.96}$$

trong đó m là số nguyên nhỏ nhất lớn hơn hoặc bằng n/2.

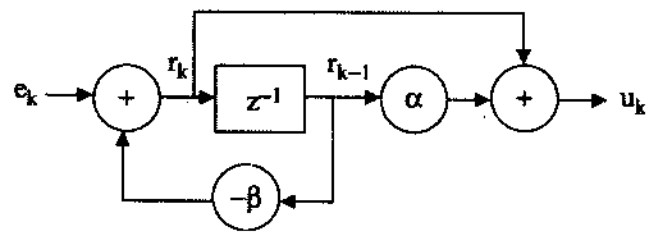
P(z) trong (7.95) là hàm truyền bậc nhất:

$$P(z) = \frac{1+\alpha z^{-1}}{1+\beta z^{-1}} \tag{7.97}$$

P(z) được hiện thực hóa như trên hình 7.62:

$$r_k = e_k - \beta r_{k-1} \tag{7.98}$$

$$\text{và } u_k = r_k + \alpha r_{k-1} \tag{7.99}$$



Hình 7.62. Hiện thực hóa hàm bậc nhất P(z)

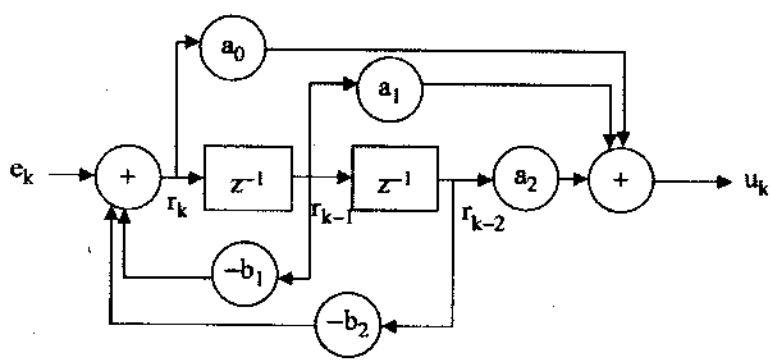
Q(z) trong (7.95) và (7.96) là hàm truyền bậc hai:

$$Q(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \tag{7.100}$$

và được hiện thực hóa như trên hình 7.63. Với:

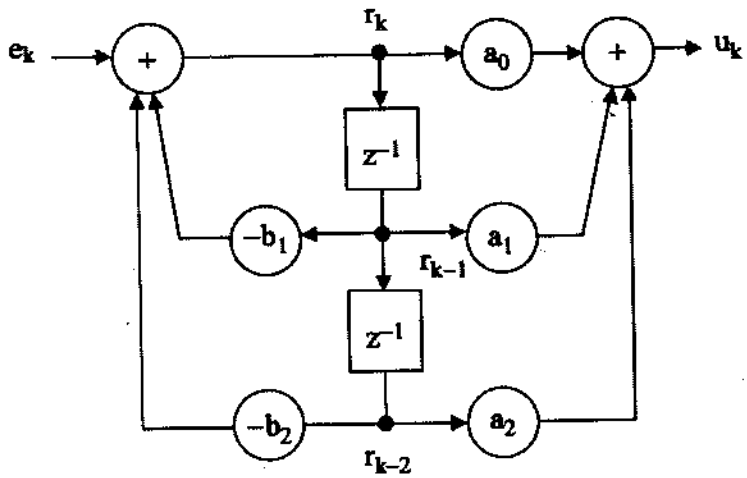
$$r_k = e_k - b_1 r_{k-1} - b_2 r_{k-2} \tag{7.101}$$

$$\text{và } u_k = a_0 r_k + a_1 r_{k-1} + a_2 r_{k-2}. \tag{7.102}$$



Hình 7.63. Hiện thực hóa hàm bậc hai Q(z)

Trong thực tế, để tránh vấn đề nhạy cảm hệ số, các modul hàm truyền bậc hai dạng (7.100) thường được dùng và các modul này được phân tầng cho ta bậc yêu cầu. Sơ đồ khối hình 7.63 cũng thường được vẽ theo chiều thẳng đứng như trên hình 7.64.



Hình 7.64. Hiện thực hóa Q(z) vẽ theo chiều thẳng đứng

Ví dụ 7.25: Hàm truyền của một bộ điều khiển số tìm được như sau:

$$D(z) = \frac{3(z+1)(z+2)}{z^2 + 0,4z + 0,03}$$

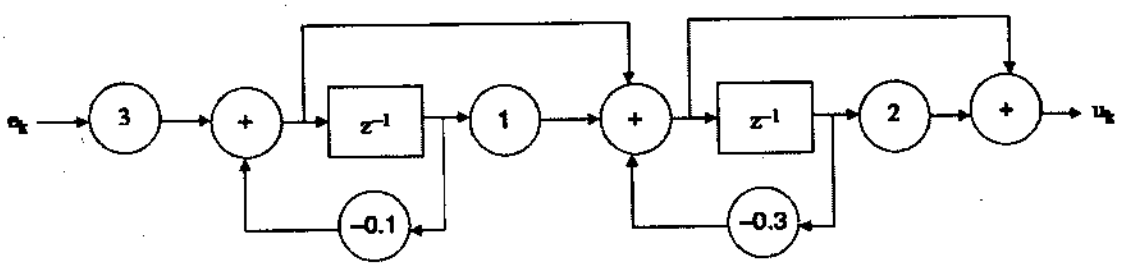
Hãy dùng hai tầng hàm truyền bậc nhất để thực hiện bộ điều khiển này.

Giải:

Hàm truyền có thể viết lại:

$$D(z) = \frac{3(z+1)(z+2)}{(z+0,1)(z+0,3)} = \frac{3(1+z^{-1})(1+2z^{-1})}{(1+0,1z^{-1})(1+0,3z^{-1})}$$

Cấu trúc của bộ điều khiển thực hiện theo kiểu phân tầng được vẽ như trên hình 7.65.



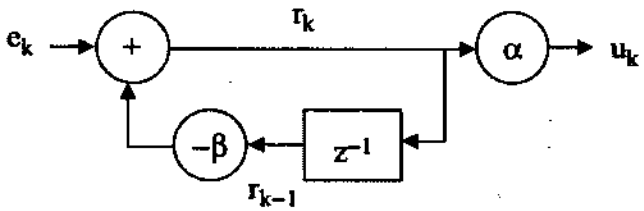
Hình 7.65. Cấu trúc kiểu phân tầng, ví dụ 7.25

7.5.3. Cấu trúc song song

Xây dựng cấu trúc bộ điều khiển kiểu song song cũng tránh được vấn đề nhạy hệ số. Trong phương pháp này, hàm truyền được phân tích và viết là tổng của các hàm bậc một và bậc hai:

$$D(z) = \alpha_0 + D_1(z) + D_2(z) + ... + D_m(z), \quad 1 < m < n.$$

Các hàm bậc nhất có dạng:



Hình 7.66. Cấu trúc thực hiện $D_1(z)$

$$D_1(z) = \frac{\alpha}{1+\beta z^{-1}} \qquad (7.103)$$

như được vẽ trên hình 7.66. Với

$$r_k = e_k - \beta r_{k-1} \qquad (7.104)$$

và $u_k = \alpha r_k$ (7.105)

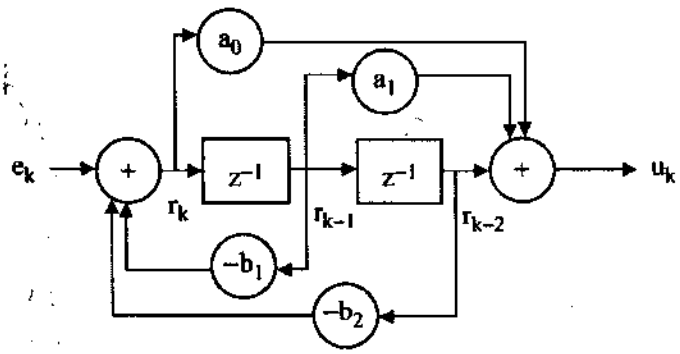
Các hàm truyền bậc hai có dạng

$$D_2(z) = \frac{a_1 + a_2 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \qquad (7.106)$$

như được vẽ trên hình 7.67. Với:

$$r_k = e_k - b_1 r_{k-1} - b_2 r_{k-2} \qquad (7.107)$$

và $u_k = a_0 r_k + a_1 r_{k-1} + r_{k-2}$ (7.108)



Hình 7.67. Cấu trúc thực hiện hàm bậc hai $D_2(z)$

Ví dụ 7.26: Hàm truyền của một bộ điều khiển số tìm được như sau:

$$D(z) = \frac{(1+z^{-1})(1+2z^{-1})}{(1+3z^{-1})(1+4z^{-1})}$$

Hiện thực hóa bộ điều khiển này dùng cấu trúc song song hai hàm bậc nhất.

Giải:

Hàm truyền bộ điều khiển có thể khai triển như sau:

$$D(z) = \frac{(1+z^{-1})(1+2z^{-1})}{(1+3z^{-1})(1+4z^{-1})} = \frac{A}{1+3z^{-1}} + \frac{B}{1+4z^{-1}} + C.$$

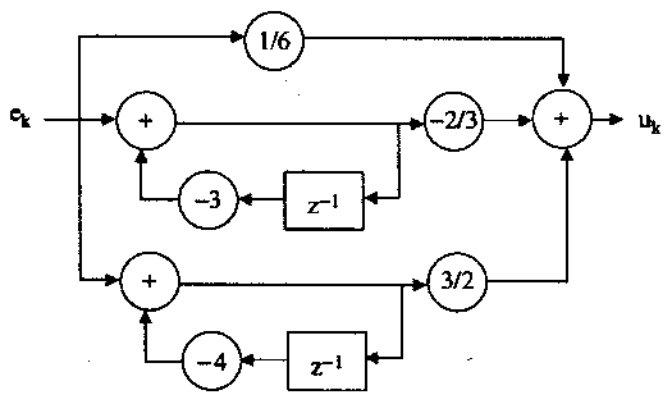
Bằng phương pháp cân bằng hệ số ta tìm được :

A = –2/3; B = 3/2 ; C = 1/6.

Do đó:

$$D(z) = -\frac{2}{3(1+3z^{-1})} + \frac{3}{2(1+4z^{-1})} + \frac{1}{6}$$

Từ hình 7.66, bộ điều khiển được thực hiện như trên hình 7.68.



Hình 7.68. Hiện thực hóa bộ điều khiển ví dụ 7.26

7.5.4. Hiện thực hóa bộ điều khiển PID

Các bộ điều khiển PID rất hay được sử dụng trong nhiều ứng dụng điều khiển quá trình. Trong phần này ta sẽ xem xét cách hiện thực hóa bộ điều khiển này.

Chuyển đổi z bộ điều khiển PID như đã tìm được ở (7.81), và viết lại như sau:

$$D(z) = K_p + \frac{K_p T}{T_i(1-z^{-1})} + \frac{K_p T_d(1-z^{-1})}{T} \tag{7.109}$$

Cấu trúc của bộ điều khiển PID này được vẽ như trên hình 7.69 dưới dạng cấu trúc song song gồm tổng các thành phần tỷ lệ, tích phân và vi phân.

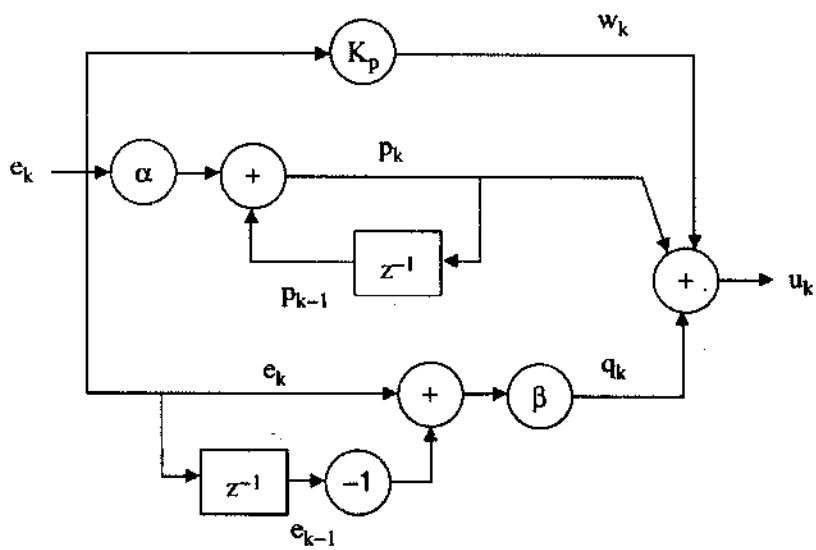
Từ hình 7.69, ta có thể viết ở miền thời gian như sau:

– với thành phần tỷ lệ: $w_k = K_p e_k$; (7.110)

– với thành phần tích phân: $p_k = \alpha e_k + p_{k-1}$; (7.111)

– với thành phần vi phân: $q_k = \beta(e_k - e_{k-1})$. (7.112)

Đầu ra bộ điều khiển được tính như sau: $u_k = w_k + p_k + q_k$. (7.113)



Hình 7.69. Cấu trúc song song thực hiện bộ điều khiển PID

Một cấu trúc dạng khác thực hiện bộ điều khiển PID bằng cách ta tìm hàm truyền đạt dạng bậc hai của (7.109), rồi dùng cấu trúc trực tiếp để thực hiện nó. Công thức (7.109) có thể viết lại như sau:

$$D(z) = \frac{K_p(1-z^{-1}) + K_p T/T_i + (K_p T_d/T)(1-z^{-1})^2}{1-z^{-1}}$$

$$= \frac{K_p - K_p z^{-1} + K_p T/T_i + K_p T_d/T + (K_p T_d/T)z^{-2} - 2(K_p T_d/T)z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

$$= \frac{(K_p + K_p T/T_i + K_p T_d/T) - (K_p + 2K_p T_d/T)z^{-1} + (K_p T_d/T)z^{-2}}{1-z^{-1}}$$

• Đặt: $a_0 = K_p(1 + T/T_i + T_d/T)$

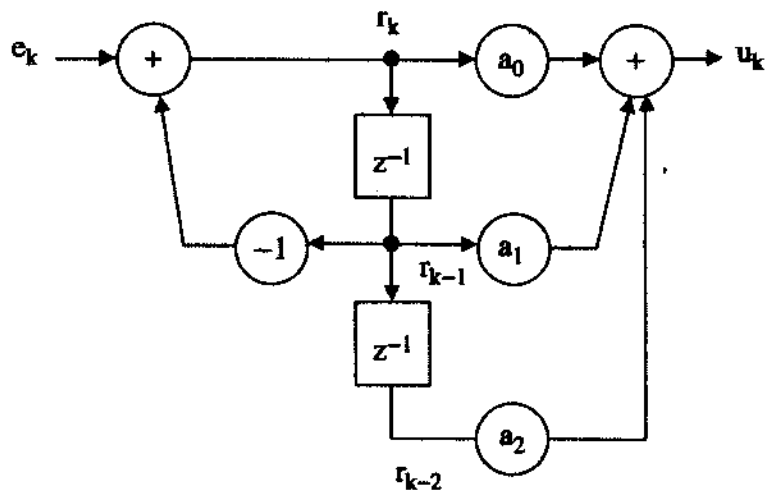
$a_1 = -K_p(1 + 2T_d/T)$

$a_2 = K_pT_d/T$

Cuối cùng ta thu được D(z) ở dạng bậc hai:

$$D(z) = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1 - 1.z^{-1} + 0.z^{-2}}$$

Hình 7.70 vẽ cấu trúc bộ điều khiển PID như cấu trúc trực tiếp chuẩn bậc hai.



Hình 7.70. Thực hiện bộ điều khiển PID với cấu trúc chuẩn

Dạng velocity của bộ điều khiển PID thường hay được sử dụng trong thực tế và phương trình dạng này của bộ điều khiển có thể tìm được từ (7.82). Trong công thức (7.82), bằng cách thay kT bằng ký hiệu k, ta có thể viết:

$$u_k = u_{k-1} + K_p[e_k - e_{k-1}] + \frac{K_pT}{T_i}e_k + \frac{K_pT_d}{T}[e_k - 2e_{k-1} - e_{k-2}] \tag{7.114}$$

hay

$$u_k = u_{k-1} + \left[K_p + \frac{K_pT}{T_i} + \frac{K_pT_d}{T}\right]e_k - \left[K_p + \frac{2K_pT_d}{T}\right]e_{k-1} + \frac{K_pT_d}{T}e_{k-2}.$$

Ta cũng có thể viết lại đơn giản hơn:

$$u_k = u_{k-1} + ae_k + be_{k-1} + ce_{k-2} \tag{7.115}$$

trong đó:

$$a = K_p + \frac{K_pT}{T_i} + \frac{K_pT_d}{T}; \quad b = -\left(K_p + \frac{2K_pT_d}{T}\right); \quad c = \frac{K_pT_d}{T}$$

Bằng cách chuyển đổi z phương trình (7.115) ta được:

$$U(z) = z^{-1}U(z) + aE(z) + bz^{-1}E(z) + cz^{-2}E(z)$$

hay:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a + bz^{-1} + cz^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (7.116)$$

Dạng (7.116) của bộ điều khiển PID có thể dễ dạng thực hiện với cấu trúc trực tiếp.

Trong trường hợp bộ điều khiển là kiểu PI, không có thành phần vi phân thì ta cho $T_d = 0$ và ta thu được phương trình bộ điều khiển PI như sau:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a + bz^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (7.117)$$

với: $a = K_p + \frac{K_p T}{T_i}; b = K_p$.

Bộ điều khiển PI với hàm truyền dạng (7.117) dễ dàng thực hiện với cấu trúc hàm truyền đạt bậc nhất.

7.5.5. Chọn chu kỳ lấy mẫu

Việc chọn chu kỳ lấy mẫu hay tần số lượng tử hóa rất quan trọng. Chọn một chu kỳ lấy mẫu quá lớn sẽ có hiện tượng méo tín hiệu, mất lượng thông tin, thậm chí còn có thể mất ổn định hệ thống. Nếu chọn chu kỳ lấy mẫu quá bé một mặt hệ có đáp ứng gần với hệ liên tục mong muốn, mặt khác đòi hỏi thời gian tính toán nhanh, giá thành sẽ cao.

Từ các ứng dụng thực tế trong xử lý công nghiệp người ta thấy rằng một chu kỳ lấy mẫu 1s là đủ ngắn cho hầu hết các ứng dụng như điều khiển áp suất, điều khiển nhiệt độ, và điều khiển chất lỏng. Với các ứng dụng có đáp ứng nhanh như các hệ thống điện – cơ (động cơ điện) yêu cầu chu kỳ lấy mẫu rất ngắn cỡ ms.

Có nhiều quy tắc kinh nghiệm được gợi ý bởi các nhà nghiên cứu trong việc chọn chu kỳ lấy mẫu. Các quy tắc này dựa trên kinh nghiệm thực tế và kết quả mô phỏng:

– Nếu đối tượng điều khiển có hằng số thời gian trội nhất T_p, thì chu kỳ lấy mẫu T cho hệ thống kín nên chọn sao cho $T < T_p/10$.

Giả sử rằng đối tượng điều khiển có mô hình vòng hở Ziegler – Nichols:

$G(s) = \frac{e^{-sT_1}}{1 + sT_2}$, thì chu kỳ lấy mẫu nên chọn sao cho $T < T_1/4$.

– Nếu hệ thống kín có yêu cầu thời gian ổn định xác lập T_{ss} hoặc tần số riêng ω_n thì chu kỳ lấy mẫu T nên chọn sao cho $T < T_{ss}/10$ và $\omega_s > 10\omega_n$, trong đó ω_s là tần số lấy mẫu, có nghĩa là $\omega_s = 2\pi/T$.

Phụ lục 1. Ký hiệu các phần tử

Tên gọi	Ký hiệu	Tên gọi	Ký hiệu
Nguồn điện			
Dòng điện một chiều	— =	Dòng điện xoay chiều	∿
Dây trung tính	N	Đất	⏚
Nguồn ba pha	3F 50 HZ 380/220V	Pin, acquy	
Máy điện			
Máy biến áp		Biến áp tự ngẫu	
Biến dòng		Phần ứng động cơ điện một chiều	
Kích từ động cơ điện một chiều		Máy điện đồng bộ	
Máy điện không đồng bộ roto dây quấn		Máy điện không đồng bộ roto lồng sóc	
Dây quấn nối sao		Dây quấn nối tam giác	
Dây dẫn, mối nối			
Dây dẫn, nhóm dây, đường dây, cáp, mạch		Đường dây ba pha	
Dây có màn chắn		Cáp đồng trục	
Cực, đầu nối	• ○	Chỗ rẽ nhánh	
Phích cắm, giắc nối		Nối dây bằng dấu nối	
Đầu cái		Đầu đực	→

Phần tử không nguồn			
Điện trở		Biến trở	
Biến trở, chiết áp có tiếp điểm di động		Phần tử đốt nóng	
Tụ điện		Tụ điện phân cực	
Tụ xoay			
Điện cảm, cuộn dây		Điện cảm có lõi thép	
Phần tử đóng cắt			
Công tắc		Chuyển mạch nhiều vị trí	
Cầu dao		Aptomat	
Tiếp điểm rơle, công tắc tơ thường hở		Tiếp điểm rơle, công tắc tơ thường kín	
Tiếp điểm rơle, công tắc tơ có dập hồ quang		Tiếp điểm rơle, công tắc tơ không tự phục hồi	
Nút nhấn thường hở		Nút nhấn thường kín	
Thiết bị bảo vệ			
Cầu chì		Chì tự rơi	
Thiết bị phòng nổ		Chống sét van	
Cuộn dây điều khiển			
Cuộn hút rơle, công tắc tơ		Cuộn hút rơle có duy trì thời gian đóng chậm	
Cuộn hút rơle, có duy trì thời gian nhả chậm		Cuộn hút rơle có duy trì thời gian đóng, nhả chậm	
Cuộn hút rơle, công tắc tơ có khoá liên động cơ		Phần tử đốt nóng rơle nhiệt	

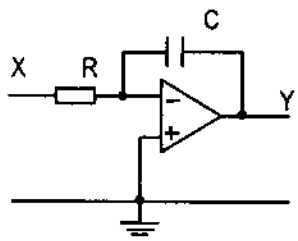
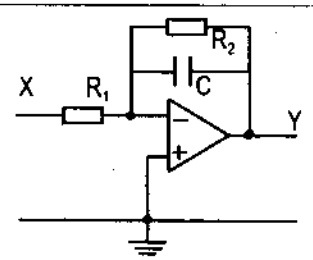
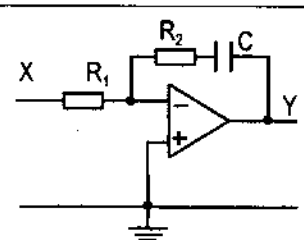
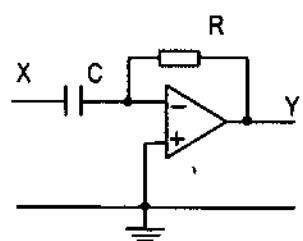
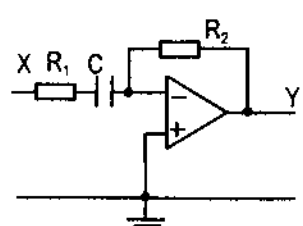
Thiết bị và phương pháp điều khiển			
Chuyển động trễ theo chiều chuyển dịch		Chuyển động trễ ngược chiều chuyển dịch	
Điều khiển bằng núm ấn		Điều khiển bằng núm kéo	
Điều khiển xoay		Điều khiển bằng núm ấn an toàn kiểu đập mạnh	
Điều khiển bằng hiệu ứng ở gần		Điều khiển bằng tay cầm	
Điều khiển bằng vô lăng		Điều khiển bằng pedan	
Điều khiển bằng cần		Điều khiển bằng chìa khoá	
Điều khiển bằng maniven		Điều khiển bằng cam	
Điều khiển bằng động cơ điện	M	Điều khiển bằng đồng hồ	
Điều khiển bằng mức chất lỏng		Điều khiển bằng bộ đếm	
Điều khiển bằng lưu lượng chất lỏng		Điều khiển bằng lưu lượng khí	
Điều khiển bằng phần tử nhiệt			

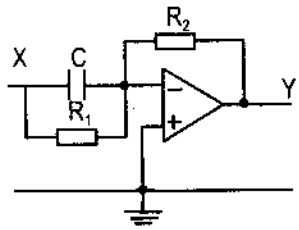
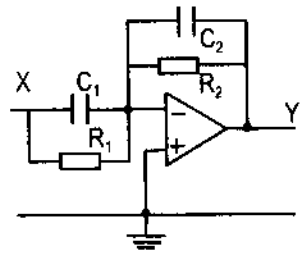
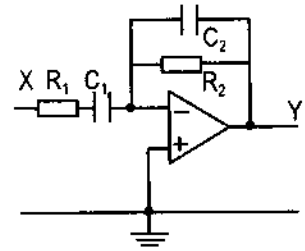
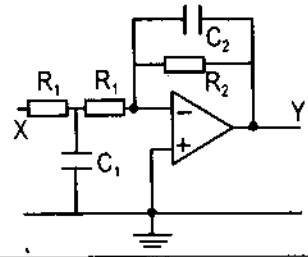
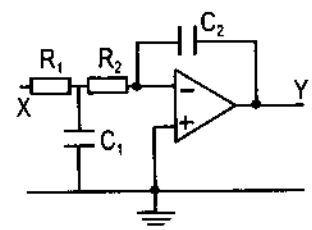
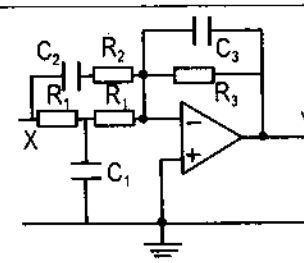
Phụ lục 2. Hàm truyền các phần tử

Tên gọi phần tử	Hàm truyền	Kệ số khuếch đại và các hằng số thời gian
Động cơ không đồng bộ có điều khiển a) bằng thay đổi điện áp stato	$W(p)=\frac{\omega(p)}{U_f(p)}=\frac{K_1(U_f)}{T_1(U_f)p+1}$	$K_1(U_f)=\frac{\omega_c}{U_f}-\frac{s_{nm}\omega_c M_c}{2K_{M1}U_f^3};\frac{rad}{s.V}$ $T_1(U_f)=\frac{s_{nm}\omega_c J}{2K_{M1}U_f^2};s$ $s_{nm}=\pm\frac{r_2'}{\sqrt{r_1+x_{nm}^2}};K_{M1}=\frac{1,5}{\omega_c(r_1\pm\sqrt{r_1+x_{nm}^2})}$
b) bằng thay đổi điện trở roto	$W(p)=\frac{\omega(p)}{r_{2*}(p)}=\frac{K_2(r_{2*})}{T_2(r_{2*})p+1}$	$K_2(r_{2*})=\frac{\omega_c}{r_{2*}}-\frac{M_c}{K_{M2}};\frac{rad}{s}$ $T_2(r_{2*})=\frac{Jr_{2*}}{K_{M2}};s$ $K_{M2}=\frac{2K_{M1}U_f^2\sqrt{r_1+x_K^2}}{\omega_c r_{roto}};r_{2*}=\frac{r_2}{r_{roto}}$
c) thay đổi tần số và điện áp nguồn cấp	$W(p)=\frac{\omega(p)}{f_1(p)}=\frac{K_3(f_1)}{T_3(f_1)p+1}$	$K_3(f_1)=\frac{2\pi}{p};[rad]$ $T_3(f_1)=\frac{Jr_2'}{3}\left(\frac{r_1}{\pm\sqrt{r_1^2+4.10^{-4}x_{nm}^2f_1^2}}+1\right);[s]$
Động cơ một pha có điều khiển	$W(p)=\frac{\omega(p)}{U_{đk1}(p)}=\frac{K_{đc}}{T_{đc}p+1}$	$K_{đc}=\frac{c}{b};\left[\frac{rad}{s.V}\right],T_{đc}=\frac{J}{b};[s]$ $c=\frac{M_{kđ}}{U_{đk}};\left[\frac{N.m}{V}\right],b=\frac{\Delta M}{\Delta\omega};\left[\frac{N.m.s}{rad}\right]$
Động cơ điện một chiều kích từ độc lập điều khiển bằng a) thay đổi điện áp phần ứng	$W(p)=\frac{\omega(p)}{U_u(p)}=\frac{K_{đc}}{T_uT_cp^2+T_cp+1}$ $W(p)=\frac{\omega(p)}{U_u(p)}=\frac{K_{đc}}{(T_1p+1).(T_2p+1)}$ (khi $4T_u<T_c$)	$K_{dc}=\frac{\omega}{E_{đc}}=\frac{1}{C_e};\left[\frac{rad}{s.V}\right]$ $T_u=\frac{L_u}{r_u};[s],T_c=\frac{jr_u}{c_e.c_M};[s]$ $T_{1,2}=\frac{T_c}{2}\left(1\pm\sqrt{1-\frac{4T_u}{T_c}}\right);[s]$

Tên gọi phần tử	Hàm truyền	Kệ số khuếch đại và các hằng số thời gian
b) thay đổi dòng điện kích từ	$W(p)=\frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_{kt}(p)}$ $=\frac{K}{(T_{kt}p+1).(T_c^1p+1)}$ (khi $T_u \approx 0$)	$K=\frac{\omega}{I_{kt}.r_{kt}}-\frac{r_{kt}.I_u}{c_eI_{kt}}.\left[\frac{rad}{s.V}\right]$, $T_c^1=\frac{Jr_u}{c_ec_MI_{kt}^2};[s]; T_{kt}=\frac{L_{kt}}{r_{kt}};[s]$
c) khi thay đổi tải	$W(p)=\frac{\Delta\omega(p)}{M_{ct}(p)}$ $=\frac{K_{dc}\frac{r_u}{c_M}(T_up+1)}{T_uT_cp^2+T_cp+1}$	
Động cơ bước	Phương trình vi phân không xét quán tính điện từ cuộn dây động cơ $J\frac{d^2\theta}{dt^2}+\xi\frac{d\theta}{dt}M_C$ $=M[\gamma(t)-\theta]$	J – Mômen quán tính động cơ θ –Góc quay của trục động cơ M – Giá trị tức thời mômen đồng bộ hoá động cơ ξ – Hệ số biến dạng γ(t) – Cấp hàm thời gian
Máy phát một chiều	$W(p)=\frac{E_F(p)}{U_{kt}(p)}$ $=\frac{K_F}{T_{kt}p+1}$	$K_F=\frac{E_F}{U_{kt}}=f_1(U_{kt})$ $T_F=\frac{L_{kt}}{r_{kt}}=f_2(U_{kt});[s]$
Bộ chỉnh lưu	$W(p)=\frac{U_{ra}(p)}{U_V(p)}=K_{CL}$	$K_{CL}=\frac{U_{ra}}{U_V}$
Bộ khuếch đại bán dẫn một chiều	$W(p)=\frac{U_{ra}(p)}{U_V(p)}=K_{kđ}$	$K_{kđ}=\frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_V}=\mu\rho;\ \rho=\frac{R_a}{R_a+r_i}$
Bộ khuếch đại bản dẫn xoay chiều (có liên hệ bằng tụ)	$W(p)=\frac{K_{kđ}T_{kđ1}p}{T_{kđ2}p+1}$	$T_{kđ1}=R_{tai}C;T_{kđ2}=(R_{tai}+r_i\rho)C;[s]$

Phụ lục 3. Hàm truyền một số khâu hiệu chỉnh

TT	Sơ đồ	Hàm truyền
1		$Y = -\frac{K}{p}.X;\ K = \frac{1}{R.C}$
2		$Y = -\frac{K}{(1+Tp)}.X;$ $K = \frac{R_2}{R_1};\ T = R_2.C$
3		$Y = -\frac{K.(1+Tp)}{X}.X;$ $K = \frac{1}{R_1.C};\ T = R_1.C$
4		$Y = -K.p.X;\ K = R.C$
5		$Y = -\frac{Kp}{(1+Tp)}.X;\ K = R_2.C;\ T = R_1.C$

6		$Y = -K.(1+Tp).X;\ K = \frac{R_2}{R_1};\ T = R_1.C$
7		$Y = -K\frac{1+T_1.p}{(1+T_2p)}.X;$ $K = \frac{R_2}{R_1};\ T = R_1.C_1;\ T_2 = R_2.C_2$
8		$Y = -K\frac{1}{(1+T_1p)(1+T_2p)}.X;$ $K = R_2.R_1;\ T = R_1.C_1;\ T_2 = R_2.C_2$
9		$Y = -K\frac{1}{(1+T_1p).(1+T_2p)}.X;$ $K = \frac{R_2}{2.R_1};\ T = \frac{R_1.C_1}{2};\ T_2 = R_2.C_2$
10		$Y = -\frac{K}{(1+T_2p).p}.X;$ $K = \frac{R_2}{2.R_1.C};\ T = R_1.C_1.$
11		$Y = -K\frac{K.(1+T_1.p)}{(1+T_2p).(1+T_3p)}.X;$ $K = \frac{R_3}{2.R_1};\ T = R_1.C_1;$ $T_2 = 2.R_1.C_1;\ T_3 = R_3.C_3$

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Võ Trí An. *Điều khiển logic các thiết bị điện – điện tử.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2006.

2. Bùi Quốc Khánh, Phạm Quốc Hải, Nguyễn Văn Liễn, Dương Văn Nghi. *Điều chỉnh tự động truyền động điện.* NXB KH&KT. Hà Nội, 1999.

3. Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Nguyễn Thị Hiền. *Truyền động điện.* NXB KH&KT. Hà Nội, 1996.

4. Trần Văn Thịnh. *Tính toán thiết kế thiết bị điện tử công suất.* NXB GD. Hà Nội, 2006.

5. Phạm Văn Chới, Bùi Tín Hữu, Nguyễn Tiến Tôn. *Khí cụ điện.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2002.

6. Dương Minh Trí. *Cảm biến và ứng dụng.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2001.

7. Phạm Công Ngô. *Lý thuyết điều khiển tự động.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2006.

8. Nguyễn Văn Hoà. *Cơ sở lý thuyết điều khiển tự động.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2006.

9. Vũ Gia Hanh, Trần khánh Hà, Phan Tử Thụ. *Máy điện.* NXB KH&KT. Hà Nội, 1999.

10. Lê Văn Doanh, Nguyễn Thế Công, Trần Văn Thịnh. *Điện tử công suất.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2004.

11. Nguyễu Phùng Quang, Andreas Dittrich. *Truyền động điện thông minh.* NXB KH&KT. Hà Nội 2006.

12. Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh, Vũ Vân Hà. *Tự động hoá với SIMATIC S7–300.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2006.

13. Nguyễn Văn Liễn, Nguyễn Mạnh Tiến, Đoàn Quang Vinh. *Điều khiển động cơ điện xoay chiều cấp từ biến tần.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2003.

14. Nguyễn Quang Hùng, Trần Ngọc Bình. *Động cơ bước – Kỹ thuật điều khiển và ứng dụng.* NXB KH&KT. Hà Nội, 2003.

15. Спротнн А. А.. *Автоматичссское управлеиие Электроприводами.* Москва Энсргия, 1969.

16. Знмин Е. Н., Яковлев В. И.. *Автоматическое управление Электроприводами.* Москва Высшая школа, 1970.

17. А. В. Башарии, Ф. Н. Голубев, В. Г. Кепперман. *Примеры расчётов автоматизированиого электропривода.* Москаа Энергия, 1971.

18. Mubaumad H. Rashid. *Power electronics handbook.* 2001.

19. Marian P. Kazuierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg. *Control in power electronics: Selected problems.* Academic Press, 2002.

20. http://computer00.21ic.org/uploadfile-/2006826174011630.pdf

21. http://www.educypedia.be/electronics/

22. http://www.datasheet4u.com/

23. Marian P. Kazmierkowski, H. Tunia. *Automatic Control of Converter Fed Drives.* Elsevier, Amsterdam, 1994.

24. Roland S. Burns. *Advanced Control Engineering.* Butterworth – Heinemann, 2001.

25. D. Ibrahim. *Microcontroller Based Applied Digital Control;* John Wiley & Sons, Ltd., 2006.

Mục lục

CHƯƠNG 1. NHỮNG KHÁI NIỆM CƠ BẢN 5
1.1. Chức năng, yêu cầu của tự động điều khiển thiết bị điện 5
1.1.1. Chức năng của các mạch tự động điều khiển 5
1.1.2. Yêu cầu đối với các mạch tự động điều khiển 6
1.1.3. Mục tiêu của hệ thống tự động hóa 12
1.2. Cấu trúc của hệ thống tự động hoá 12
1.2.1. Sơ đồ cấu trúc tổng quát 12
1.2.2. Sơ đồ cấu trúc cụ thể 13
1.3. Cách thể hiện sơ đồ nguyên lý và sơ đồ lắp ráp 13
1.3.1. Cách thể hiện sơ đồ ngnyên lý 13
1.3.2. Cách thể hiện sơ đồ lắp đặt 15
1.4. Phân tích và tổng hợp hệ thống 23
1.5. Một số sơ đồ mạch điển hình 24
1.5.1. Các mạch bảo vệ 24
1.5.2. Mạch liên động 27
1.5.3. Tín hiệu 28
1.5.4. Một số mạch lỗi 29

CHƯƠNG 2. CÁC PHẦN TỬ TRONG HỆ THỐNG TỰ ĐỘNG ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN 31
2.1. Động cơ điện không đồng bộ 31
2.1.1. Phương trình cơ sở 31
2.1.2. Phương trình vi phân khi điều khiển tần số 33
2.1.3. Phương trình khi điều khiển điện áp 34
2.2. Động cơ điện một chiều 35
2.2.1. Động cơ điện một chiều điều khiển bằng điện áp phần ứng 35
2.2.2. Động cơ điện một chiều điều khiển từ thông 36
2.3. Động cơ bước 37
2.3.1. Cấu trúc động cơ bước 37
2.3.2. Mômen đồng bộ của động cơ bước 39
2.3.3. Quá độ của động cơ bước 41
2.4. Khnếch đại thuật toán (KĐTT) 42
2.4.1. Giới thiệu về KĐTT 42
2.4.2. Các thông số cơ bản của KĐTT 42
2.4.3. Hàm truyền của KĐTT 42
2.4.4. Các mạch cơ hản của KĐTT 44
2.4.5. Một số sơ đồ mạch phụ khác 47
2.5. Các bộ điều chỉnh 48
2.5.1. Nhiệm vụ các bộ điều chỉnh 48
2.5.2. Một số hàm cơ bản 48
2.5.3. Mạch PID 50

2.6. Mạch phi tuyến dùng KĐTT 51
2.6.1. Tạo đặc tính phi tuyến 51
2.6.2. Tạo vùng không tác động 53
2.6.3. Tạo đặc tính bão hòa 53
2.6.4. Tạo đặc tính rơle 53
2.7. Cảm biến vị trí 54
2.7.1. Công tắc vị trí 54
2.7.2. Cảm biến tiệm cận 55
2.8. Cảm biến dòng điện 63
2.8.1. Cảm biến dòng điện một chiều 63
2.8.2. Cảm biến dòng điện xoay chiều 64
2.8.3. Cảm biến không dòng điện 65
2.9. Cảm biến tốc độ 66
2.9.1. Cảm biến tốc độ quay bằng tự cảm 66
2.9.2. Cảm biến tốc độ quay bằng cảm ứng 66
2.9.3. Đo tốc độ quay bằng máy phát tốc 67
2.9.4. Đo tốc độ bằng quang điện tử 68
2.10. Các loại cảm biến khác 69
2.10.1. Cảm biến nhiệt độ 69
2.10.2. Cảm biến nhiệt độ với vật liệu silic 70
2.10.3. Cặp nhiệt ngẫu 71
2.10.4. IC cảm biến nhiệt độ 74
2.11. Chuyển đổi số – tương tự và tương tự – số 74
2.11.1. Chuyển đổi số – tương tự (biến đổi D/A) 74
2.11.2. Bộ biến đổi tương tự – số (A/D) 77

CHƯƠNG 3. MỘT SỐ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN CÓ TIẾP ĐIỂM 81
3.1. Các nguyên tắc cơ bản khi thiết kế mạch điều khiển tiếp điểm 81
3.1.1. Nguyên tắc thời gian 81
3.1.2. Nguyên tắc tốc độ 83
3.1.3. Nguyên tắc dòng điện 85
3.1.4. Các nguyên tắc khác 86
3.2. Điều khiển động cơ điện một chiều 86
3.2.1. Điều khiển khởi động, đảo chiều và hãm dừng động cơ 86
3.2.2. Điều khiển động cơ có điều chỉnh từ thông 88
3.3. Điều khiển động cơ điện xoay chiều 90
3.3.1. Khởi động động cơ KĐB roto lồng sóc công suất lớn 90
3.3.2. Điều khiển động cơ KĐB roto dây quấn 93
3.4. Đổi nguồn lưới dự phòng (ATS) 95
3.4.1. Khái quát 95
3.4.2. Cấu tạo chung của ATS 99
3.4.3. Phần mạch điều khiển 102
3.4.4. Ví dụ mạch điều khiển đổi nguồn lưới – máy phát 102
3.5. Điều khiển nhiệt độ 104
2.5.1. Phương pháp điều khiển 104

2.5.2. Mạch điều khiển 105
3.6. Bù cosφ 108
3.6.1. Tam giác công suất 108
3.6.2. Bù cosφ bằng tụ 108
3.7. Thiết bị bơm nước cho nhà cao tầng 111
3.7.1. Mô tả hoạt động 111
3.7.2. Cảm biến mức nước 111
3.7.3. Điều khiển bơm 111

CHƯƠNG 4. ĐIỀU KHIỂN BẰNG MẠCH KHÔNG TIẾP ĐIỂM 114
4.1. Hệ thống số và mã 114
4.1.1. Hệ thống số 114
4.1.2. Chuyển đổi hệ cơ số 117
4.1.3. Số bù một và số bù hai 118
4.1.4. Mã nhị phân 120
4.2. Đại số logic 122
4.2.1. Giới thiệu về đại số logic 122
4.2.2. Các tính chất quan trọng của đại số logic 123
4.2.3. Các cách biểu diễn hàm logic 125
4.2.4. Các cổng logic cơ bản 131
4.3. Phương pháp thiết kế mạch điện dùng các phần tử logic 133
4.3.1. Sự tương đương giữa sơ đồ mạch điện và hàm logic 133
4.3.2. Sử dụng hằng chân lý, hằng Cacno để thiết kế mạch logic 136
4.3. Một số sơ đồ điều khiển có nhớ 138
4.3.1. Mạch chốt R–S 138
4.3.2. Mạch R–S có 3 đầu vào 138
4.3.3. Mạch chốt Đ 139
4.3.4. Thiết kế mạch tạo trễ hằng các phần tử số 140
4.3.5. Chuyển đổi từ sơ đồ dùng tiếp điểm sang sơ đồ dùng các phần tử logic 140
4.3.6. Chuyển đổi từ lưu đồ thuật toán sang dùng các phần tử logic 142
4.4. Điều khiển bằng LOGO 149
4.4.1. Tổng quát về LOGO! 149
4.4.2. Lựa chọn cách thức lập chương trình 149
4.4.3. Tập lệnh 150
4.4.4. Lập trình bằng phần mềm 150
4.4.5. Giao diện phần mềm 150
4.4.6. Trình tự thiết kế bài toán trong LOGO! 151
4.4.7. Khảo sát ví dụ điều khiển máy khoan cần đã cho trong bài 4.3 151
4.5. Điều khiển bằng PLC 152
4.5.1. Tổng quan về PLC 152
4.5.2. Nguyên lý làm việc của PLC 153
4.5.3. Lựa chọn ngôn ngữ lập trình 154
4.5.4. Tập lệnh 155
4.5.5. Giao diện phần mềm 155
4.5.6. Trình tự thực hiện bài toán trong PLC 156
4.5.7. Ví dụ lập trình trên PLC 156

CHƯƠNG 5. ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐIỆN THEO NGUYÊN TẮC TÁC ĐỘNG LIÊN TỤC 160
5.1. Các chỉ tiêu điều khiển 160
5.1.1. Các chỉ tiêu tĩnh 160
5.1.2. Các chỉ tiêu động 161
5.1.3. Nâng cao ổn định tĩnh của hệ thống 162
5.2. Đặc tính tĩnh của các khâu phản hồi động cơ điện một chiều 164
5.2.1. Khâu phản hồi điện áp 164
5.2.2. Đặc tính tĩnh của khâu phản hồi dương dòng điện 166
5.2.3. Hệ thống với phản hồi tốc độ 168
5.2.4. Chế độ tĩnh của hệ thống nhiều phản hồi 169
5.2.5. Đặc tính tĩnh của khâu phản hồi âm dòng điện 171
5.2.6. Đặc tính máy xúc – chế độ tĩnh của hệ thống có ngắt 172
5.3. Ổn định động của hệ thống điều khiển động cơ điện một chiều 175
5.3.1. Đặc tính động của các khâu phản hồi 175
5.3.2. Đặc tính của hệ thống điều khiển phụ thuộc 182
5.4. Lựa chọn hệ thống điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều 192
5.5. Điều khiển động cơ KĐB bằng tần số 198
5.5.1. Khái quát các hệ truyền động xoay chiều thay đổi tần số 198
5.5.2. Điều khiển động cơ KĐB bằng thay đổi tần số 201
5.5.3. Cơ sở lý thuyết điều khiển hướng trường (điều khiển tựa theo từ thông) 203
5.5.4. Các phương pháp điều khiển hướng trường (điều khiển tựa theo từ thông) 209
5.6. Điều khiển động cơ bước 218
5.6.1. Khái quát chung 218
5.6.2. Điều khiển dòng điện I và điện áp U cấp cho cuộn dây stato 219
5.6.3. Điều khiển tốc độ quay động cơ bước 224
5.6.4. Đảo chiều động cơ bước 224

CHƯƠNG 6. ỔN ĐỊNH NGUỒN CẤP 226
6.1. Ổn định điện áp máy phát điện xoay chiều 226
6.1.1. Nguyên lý ổn áp máy phát 226
6.1.2. Sự đa dạng của mạch kích từ 228
6.1.3. Ổn định điện áp máy phát 230
6.1.4. Ví dụ mạch ổn áp 234
6.1.5. Mạch mồi kích từ 237
6.2. Ổn áp xoay chiều 238
6.2.1. Ổn áp một pha bằng biến áp tự ngẫu 238
6.2.2. Ổn áp kiểu bù 242
6.2.3. Mạch ổn áp sắt từ 243
6.3. Điều khiển thiết bị nguồn lưới liên tục 244
6.3.1. Khái quát về UPS 244
6.3.2. Cấu tạo UPS 247

CHƯƠNG 7. ĐIỀU KHIỂN SỐ 259
7.1. Hệ thống số và chuyển đổi z 259
7.1.1. Quá trình lấy mẫu tín hiệu 259
7.1.2. Chuyển đổi z 262
7.1.3. Hàm truyền xung và cách biến đổi sơ đồ khối 267
7.2. Các đặc tính của đáp ứng đầu ra theo thời gian của hệ thống 272
7.2.1. So sánh đáp ứng miền thời gian (ảnh hưởng của T đến ổn định hệ thống) 272
7.2.2. Khảo sát chất lượng ở miền thời gian 274
7.2.3. Ánh xạ mặt phẳng s vào mặt phẳng z 276
7.2.4. Hệ số tắt dần và tần số riêng trên miền z 277
7.2.5. Dùng công thức tìm hệ số tắt dần và tần số riêng 279
7.3. Khảo sát ổn định hệ thống 280
7.3.1. Tìm nghiệm phương trình đặc trưng 280
7.3.2. Điều kiện ổn định Jury 281
7.3.3. Tiêu chuẩn Routh – Hurwitz 283
7.3.4. Phương pháp quỹ đạo nghiệm số 284
7.3.5. Tiêu chuẩn Nyquist 288
7.3.6. Biểu đồ Bode 290
7.4. Thiết kế bộ điều khiển gián đoạn (số) 292
7.4.1. Các bộ điều khiển số 293
7.4.2. Bộ điều khiển PID 299
7.5. Hiện thực hóa bộ điều khiển 305
7.5.1. Cấu trúc trực tiếp 305
7.5.2. Cấu trúc điều khiển kiểu phân tầng (Cascade Realization) 309
7.5.3. Cấu trúc song song 311
7.5.4. Hiện thực hóa bộ điều khiển PID 312
7.5.5. Chọn chu kỳ lấy mẫu 315
Phụ lục 1. Ký hiệu các phần tử 316
Phụ lục 2. Hàm truyền các phần tử 319
Phụ lục 3. Hàm truyền một số khâu hiệu chỉnh 321
Tài liệu tham khảo 323
Mục lục 324

Chịu trách nhiệm xuất bản:
Chủ tịch HĐQT kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI
Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập NGUYỄN QUÝ THAO

Tổ chức bản thảo và chịu trách nhiệm nội dung:
Chủ tịch HĐQT kiêm Giám đốc CTCP Sách ĐH–DN
TRẦN NHẬT TÂN

Biên tập nội dung và sửa bản in:
PHẠM THỊ PHƯỢNG
Biên tập mỹ thuật và trình bày bìa:
BÍCH LA
Thiết kế sách và chế bản:
THỦY TIÊN

TỰ ĐỘNG HOÁ VÀ ĐIỀU KHIỂN THIẾT BỊ ĐIỆN

Mã số: 7B710Y8 – DAI

In 1.000 bản (QĐ : 37), khổ 19 x 27 cm. In tại Công ty Cổ phần In Anh Việt.
Địa chỉ : Số 74, ngõ 310, đường Nghi Tàm, Tây Hồ, Hà Nội.
Số ĐKKH xuất bản : 113 – 2008/CXB/64 – 175/GD.
In xong và nộp lưu chiểu tháng 9 năm 2008.

CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ
HEVOBCO
25 HÀN THUYÊN - HÀ NỘI
Website : www.hevobco.com.vn

LONDON
QUALITY CROWN
QC 100
VƯƠNG MIỆN KIM CƯƠNG
CHẤT LƯỢNG QUỐC TẾ

TÌM ĐỌC SÁCH THAM KHẢO KỸ THUẬT
CỦA NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

1. Vận hành thiết bị lò hơi và tuabin của nhà máy nhiệt điện	*Đỗ Văn Thắng*
2. Máy điện tổng quát	*Phạm Văn Bình*
3. Điều khiển Thiết bị điện bằng lập trình công nghiệp	*Trần Văn Thịnh*
4. Hệ thống điều khiển phi tuyến	*Nguyễn Doãn Phước*
5. Điều khiển số	*Phan Xuân Minh*
6. Kỹ thuật nhiệt lạnh	*Phạm Văn Chới*
7. Vi điều khiển với lập trình C	*Ngô Diên Tập*

Bạn đọc có thể mua sách tại các công ti Sách - Thiết bị trường học ở các địa phương hoặc các Cửa hàng sách của Nhà xuất bản Giáo dục :

- Tại TP. Hà Nội : 187 Giảng Võ ; 232 Tây Sơn ; 23 Tràng Tiền ; 25 Hàn Thuyên ; 38 Trần Quý Kiên.
- Tại TP. Đà Nẵng : 15 Nguyễn Chí Thanh ; 78 Pasteur.
- Tại TP. Hồ Chí Minh : 104 Mai Thị Lựu, Quận 1 ; 240 Trần Bình Trọng, Quận 5 ; Số 5 Bình Thới, Quận 11.
- Tại TP. Cần Thơ : 5/5 đường 30-4.

Website : www.nxbgd.com.vn

8 934980 813058

Giá : **50.500 đ**