

Chương 5

HỆ THỐNG TRUYỀN ĐỘNG ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU SỬ DỤNG BBĐ MỘT CHIỀU – MỘT CHIỀU (XUNG ĐIỆN ÁP)

5.1. KHÁI NIỆM CHUNG

Trong nhiều năm lại đây, hệ thống điều tốc sử dụng BBĐ một chiều – một chiều (xung điện áp) áp dụng phương pháp điều chỉnh độ rộng xung, thường gọi là hệ thống điều tốc điều chế độ rộng xung một chiều kiểu PWM, sử dụng các linh kiện bán dẫn điều khiển hoàn toàn như GTO, P – MOSFET, IGBT được sử dụng tương đối nhiều, so sánh với hệ thống T – Đ, chúng có một số ưu điểm:

- Mạch lực (mạch điện chính) đơn giản, sử dụng ít dụng cụ công suất;
- Tần số dòng cắt cao, dễ duy trì dòng điện liên tục, sóng hài ít, tổn hao và phát nhiệt của động cơ khá nhỏ;
- Có khả năng làm việc ở tốc độ thấp, độ chính xác cao, cho phạm vi điều tốc rộng;
- Độ tác động nhanh cao, khả năng chống nhiễu trạng thái động tốt;
- Tổn hao trên các linh kiện của mạch lực nhỏ nên hiệu suất thiết bị khá cao;
- Để cấp nguồn cho BBĐ sử dụng sơ đồ chỉnh lưu cầu ba pha không điều khiển nên có hệ số công suất cao.

Việc phân tích và thiết kế trạng thái tĩnh và động hệ thống điều khiển mạch vòng kín hệ xung áp – động cơ một chiều, về cơ bản cũng giống như các hệ thống khác, ở đây không đặt vấn đề nghiên cứu nữa. Vì vậy, mục 5.1 của chương này trước tiên sẽ giới thiệu và phân tích mạch điện điển hình của bộ biến đổi điều chế độ rộng xung; mục 5.2 giới thiệu dạng đường đặc tính cơ mạch vòng hở của hệ thống điều tốc một chiều điều chế độ rộng xung; 5.3 đưa ra hàm số truyền của bộ biến đổi PWM.

Trong hệ thống điều tốc điều chế độ rộng xung một chiều bao gồm bộ biến đổi điều chế độ rộng xung có đặc tính rơle, về bản chất nó là một hệ thống đóng cắt; vấn đề dao động phi tuyến mà hệ thống này mang theo là một vấn đề chuyên sâu, chưa đưa vào trong nội dung nghiên cứu của chương này.

Mạch điện chính của hệ thống điều tốc sử dụng bộ biến đổi một chiều – một chiều điều chế độ rộng xung, gọi tắt là bộ PWM. Như đã nêu ở mục 2.1, bộ biến đổi điều chế độ rộng xung là một bộ phát xung một chiều điều khiển độ rộng xung. Phương pháp điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều đã được dùng trong đầu máy các loại ô tô điện và tàu điện dùng điện một chiều, thay thế cho loại điều tốc biến trở, vì vậy đã nhận được hiệu quả tiết kiệm năng lượng rõ rệt. Trong công nghiệp, hệ thống điều tốc T – Đ trước đó đã giữ địa vị chủ yếu nhờ những ưu điểm nổi bật, nhưng vẫn có một số tồn tại khó khắc phục như :

- Tồn tại thành phần sóng hài của dòng điện, làm cho khi điều tốc sâu dao động của mômen tăng mạnh đã hạn chế phạm vi điều tốc.
- Hệ số công suất thấp khi điều chỉnh sâu cũng đã hạn chế phạm vi điều tốc.
- Khắc phục các nhược điểm trên rất khó khăn, phải bố trí bộ điện kháng san

bằng cảm biến rất lớn, vừa tăng kích thước BBD, tăng vốn đầu tư vừa làm giảm độ tác động nhanh của hệ thống.

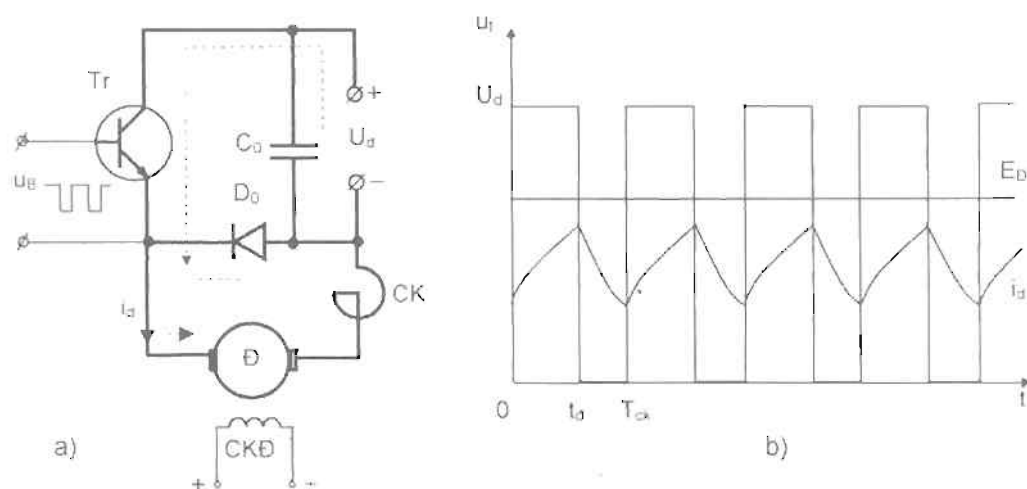
Sau khi các linh kiện bán dẫn công suất điều khiển hoàn toàn ra đời, việc thực hiện điều chế độ rộng xung trở nên dễ dàng, tính năng hệ thống càng tốt, vì thế đã mở ra khả năng rộng lớn để ứng dụng hệ thống này vào công nghiệp thay thế bộ chỉnh lưu có điều khiển dùng tiristor. Do sự hạn chế về công suất, hệ điều tốc PWM một chiều hiện nay thường dùng ở hệ thống công suất nhỏ và vừa, theo đà phát triển của công nghiệp bán dẫn công suất, lĩnh vực ứng dụng của nó ngày càng mở rộng.

Bộ biến đổi PWM có hai loại đảo chiều và không đảo chiều, bộ biến đổi đảo chiều lại có kiểu diôt, một cực và kiểu một cực bị hạn chế. Dưới đây sẽ trình bày nguyên lý làm việc và đặc tính của các loại đó.

5.2. BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG (PWM)

5.2.1. Bộ biến đổi PWM không đảo chiều

Hình 5.1a là sơ đồ nguyên lý mạch lực (mạch điện chính) của bộ biến đổi PWM không đảo chiều đơn giản. Dễ dàng thấy rằng, trên thực tế nó chính là BBD một chiều – một chiều (xung điện áp) trên hình 2.5, chỉ khác là đã dùng transistor Tr thay thế cho tiristor, tần số đóng cắt đạt tới 10 kHz hoặc hơn, lớn hơn nhiều so với sơ đồ dùng tiristor thông thường. Điện áp nguồn U_d thường được lấy từ đầu ra sơ đồ chỉnh lưu không điều khiển bằng các diôt, tụ C_0 có điện dung lớn để lọc thành phần xoay chiều, diôt D_0 là diôt ngược dùng để duy trì dòng điện tải (động cơ) khi Tr khóa, lúc đó điện cảm tổng trong mạch rotor động cơ giải phóng năng lượng mà nó tích lũy được ở giai đoạn Tr mở.



Hình 5.1. Mạch điện hệ thống bộ biến đổi PWM – động cơ một chiều không đảo chiều đơn giản (xung điện áp một chiều)
a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đồ thị dòng điện và điện áp.

Cực gốc của transistor Tr được khống chế bằng chuỗi xung điện áp u_B có độ rộng điều khiển được. Trong một chu kỳ mở – khóa (còn gọi là đóng – cắt): khi $0 \leq t < t_d$, u_B là dương, Tr mở bão hòa, điện áp nguồn thông qua Tr đặt vào mạch rotor của động cơ. Trong giai đoạn $t_d \leq t < T_{ck}$; u_B là âm, Tr bị khóa (cắt), cắt điện mạch rotor,

nhưng dòng động cơ vẫn được duy trì qua diôt D_0 nhờ năng lượng tích được trong điện cảm tổng mạch rotor L_d ở giai đoạn Tr mở. Đồ thị điện áp đặt lên mạch rotor động cơ (điện áp đầu ra bộ biến đổi) u_i và dòng điện i_d được biểu diễn trên hình 5.1b, trong đó: t_d là thời gian mở của Tr trong một chu kỳ đóng cắt và thường được gọi là thời gian đóng, T_{ck} là thời gian một chu kỳ đóng cắt, U_d là giá trị điện áp nguồn một chiều cấp cho BBD, E_D là s.s.d. động cơ (tải). Giá trị trung bình của điện áp đặt lên động cơ U_{TB} là:

$$U_{TB} = \frac{t_d}{T_{ck}} U_d = \gamma U_d \quad (5.1)$$

trong đó: $\gamma = \frac{t_d}{T_{ck}}$ là độ rộng xung của PWM. Thay đổi γ ($0 \leq \gamma \leq 1$) là có thể điều khiển được thành phần một chiều điện áp trên động cơ, γ còn được gọi là độ rộng xung hay hệ số phân áp.

Trong hình 5.1b cũng biểu diễn dòng điện mạch rotor ở trạng thái ổn định (xác lập), dòng điện trạng thái ổn định i_d có dạng xung, trị số trung bình của nó bằng dòng điện phụ tải $I_c = \frac{M_c}{C_m}$.

Bởi vì Tr trong một chu kỳ có hai trạng thái khóa và mở, phương trình cân bằng điện áp của mạch điện cũng được chia thành hai giai đoạn.

$$\text{Trong thời gian } 0 \leq t < t_d: \quad U_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (5.2)$$

$$\text{Trong thời gian } t_d \leq t < T_{ck}: \quad 0 = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (5.3)$$

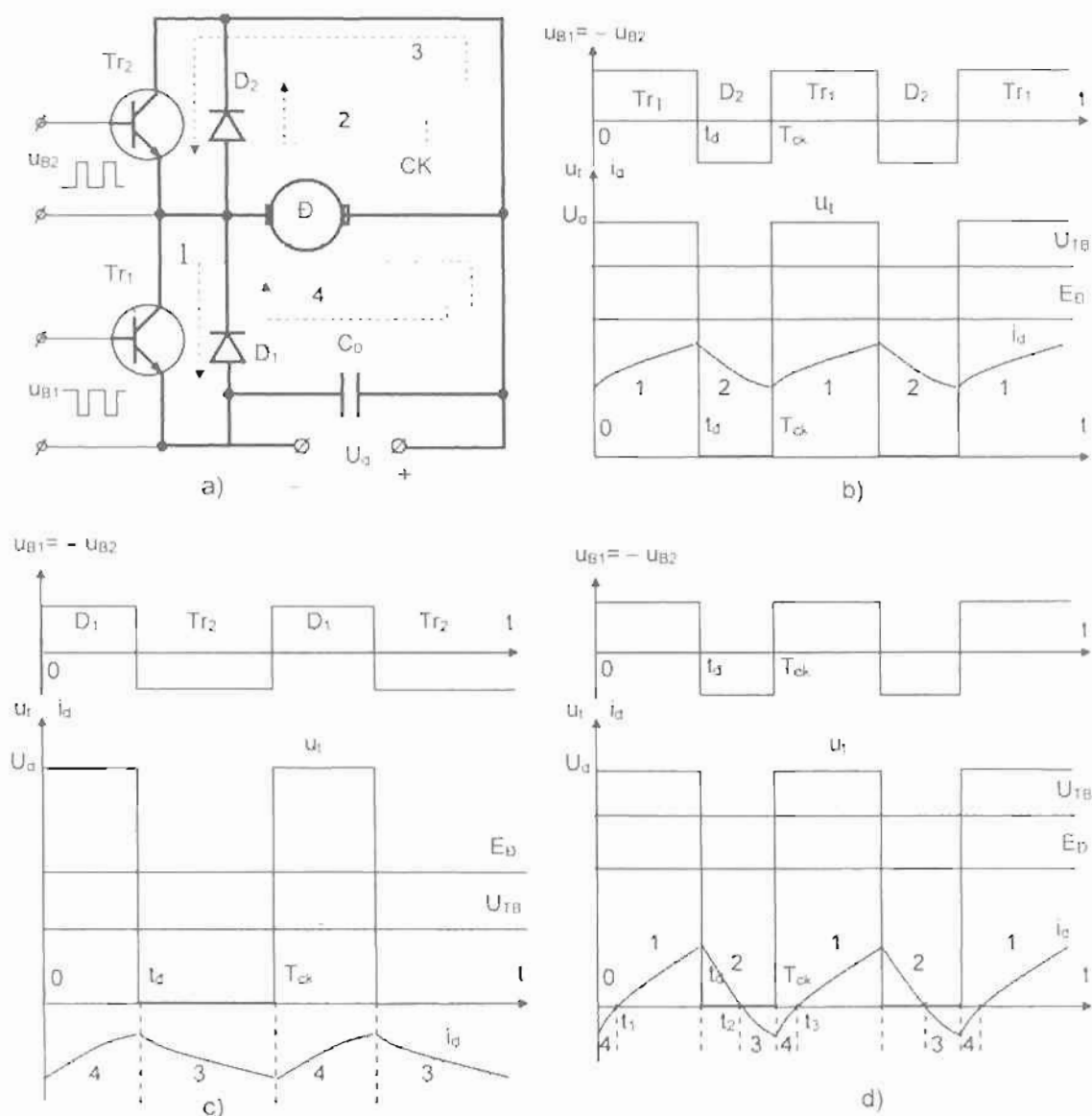
trong đó R_d , L_d là tổng điện trở và điện cảm của mạch rotor;

Do tần số đóng cắt của Tr cao nên mức độ dao động (đập mạch) của dòng điện không lớn, tức là biên độ của xung dòng điện không lớn, ít ảnh hưởng đến tốc độ quay n và sức điện động động cơ E_D , do vậy có thể bỏ qua các ảnh hưởng đó, coi E_D là không đổi.

Trong sơ đồ hình 5.1a dòng điện động cơ không thể đảo chiều, tức là động cơ không thể chuyển sang trạng thái hãm. Để có thể chuyển động cơ sang trạng thái hãm, người ta sử dụng sơ đồ hình 5.2a. Trong sơ đồ hình 5.2a, ngoài transistor Tr_1 còn có thêm transistor Tr_2 , thay thế cho diôt D_0 mắc song song với động cơ ở đây sử dụng 2 diôt D_1 và D_2 mắc song song ngược với mạch phát – gộp hai transistor Tr_1 và Tr_2 . Trên hình 5.2a sử dụng các đường nét đứt định chiều biểu diễn chiều dòng động cơ: khi khép qua Tr_1 là đường 1, khi qua D_2 là đường 2, qua Tr_2 là đường 3, khi qua D_1 là đường 4. Với sơ đồ này động cơ có thể làm việc ở góc phần tư thứ nhất (chế độ động cơ) và góc phần tư thứ hai (chế độ hãm tái sinh và hãm động năng).

Điện áp không chế cực gốc hai transistor được chọn luôn ngược nhau: $u_{B1} = -u_{B2}$. Khi động cơ làm việc ở chế độ động cơ, dòng điện trung bình I_d phải là dương. Nếu động cơ làm việc trong vùng tải lớn (xấp xỉ định mức), trong một chu kỳ làm việc của PWM, dòng điện qua các dụng cụ của BBD có thể phân ra hai giai đoạn: Khi $0 \leq t < t_d$ (t_d : thời gian đóng, trong sơ đồ này là thời gian mở của Tr_1) u_{B1} là dương nên Tr_1 mở

bão hoà, u_{B2} âm nên Tr_2 khóa, lúc này điện áp nguồn U_d đặt vào mạch rotor động cơ, dòng điện i_d chạy trong mạch theo đường số 1 (hình 5.2a); khi $t_d \leq t < T_{ck}$, điện áp u_{B1} và u_{B2} đổi dấu, Tr_1 khóa lại, nhưng Tr_2 vẫn không được mở, bởi vì nhờ s.d.d. tự cảm trong điện cảm mạch rotor L_d thực hiện duy trì dòng động cơ qua diốt D_2 , chiều dòng điện trong mạch theo đường số 2, sụt điện áp thực tế trên D_2 tạo ra điện áp ngược trên mạch phát – góp của Tr_2 làm cho nó vẫn khóa. Vì vậy trên thực tế Tr_1 , D_2 thay nhau dẫn dòng, còn Tr_2 và D_1 khóa, đồ thị điện áp và dòng điện động cơ được minh họa trên hình 5.2b (ở đây đã giả thiết bỏ qua sụt áp trên diốt D_2 khi mở nên giai đoạn D_2 dẫn dòng thì điện áp trên động cơ $u_i = 0$).



Hình 5.2. Mạch điện bộ biến đổi PWM không đảo chiều có mạch hãm

a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đồ thị điện áp và dòng điện trạng thái động cơ; c) Đồ thị điện áp và dòng điện trạng thái hãm; d) Đồ thị điện áp và dòng điện trạng thái động cơ tái nạp

Nếu cần điều chỉnh giảm tốc độ quay, thì trước tiên phải giảm điện áp điều khiển, làm cho độ rộng xung dương u_{B1} nhỏ lại, xung âm rộng ra, dẫn tới điện áp trung bình của mạch rotor U_{TB} giảm xuống, nhưng do tác dụng của quán tính cơ, tốc độ quay và sức điện động chưa kịp thay đổi, dẫn đến $i_D > U_{TB}$, lúc này Tr_2 phát huy tác dụng và cho phép động cơ chuyển sang trạng thái hãm để quá trình giảm tốc diễn ra nhanh chóng. Bây giờ hãy phân tích giai đoạn $t_d \leq t < T_{ek}$, bởi vì u_{B2} dương, Tr_2 mở, i_D sinh ra dòng điện chạy qua Tr_2 và dòng điện động cơ đổi chiều ($i_d < 0$) đi theo số 3, động cơ hãm động năng tạo ra mômen ngược chiều quay làm cho tốc độ động cơ giảm nhanh cho tới khi $t = T_{ek}$. Trong khoảng thời gian $T_{ek} \leq t < T_{ek} + t_d$ (cũng như khi $0 \leq t < t_d$), $u_{B2} < 0$ nên Tr_2 khóa lại, tuy nhiên dòng điện động cơ vẫn được duy trì theo chiều ngược nhờ tác dụng của s.d.d. tự cảm của L_d , lúc này dòng điện trong mạch đi theo đường số 4 qua D_1 và nguồn cung cấp U_d và chuyển trả một phần năng lượng điện sinh ra trong động cơ về nguồn, động cơ làm việc ở chế độ hãm tái sinh, đồng thời sụt áp trên D_1 làm cho Tr_1 khóa. Trong chế độ làm việc này, động cơ luôn ở trạng thái hãm, hai van Tr_2 và D_1 thay nhau dẫn dòng, còn Tr_1 và D_2 luôn ở trạng thái khóa, đồ thị dòng điện và điện áp được mô tả trên hình 5.2c. Tác dụng hãm làm cho tốc độ quay của động cơ giảm xuống cho tới khi trạng thái ổn định mới được xác lập. Tổng thể, chế độ làm việc này động cơ làm việc ở chế độ hãm tái sinh. Tuy nhiên, cũng cần phải thấy rằng, với nguồn một chiều cung cấp cho thiết bị PWM là điện áp ra của sơ đồ chỉnh lưu không điều khiển bằng diốt, trong giai đoạn động cơ hãm tái sinh điện năng không thể thông qua BBD để trở về mạng điện mà chỉ nạp điện cho tụ lọc C_0 , dẫn tới điện áp tăng cao tức thời, và gọi là "điện áp bơm cao". Nếu năng lượng trả về lớn, điện áp trên tụ quá cao, có nguy cơ làm hỏng transistor và diốt, buộc phải có biện pháp hạn chế.

Vẫn còn một trường hợp đặc biệt, khi động cơ non tải (tải nhẹ), dòng phụ tải khá nhỏ làm cho sau khi Tr_1 bị ngắt, dòng điện i_d giảm rất nhanh về 0 (khép qua D_2), như tại thời điểm t_2 trong khoảng thời gian $t_d \neq T_{ek}$ trong hình 5.2d, khi đó sức điện động động cơ sẽ tạo ra dòng điện qua Tr_2 và dòng động cơ đổi sang âm, sinh ra tác dụng hãm tiêu hao năng lượng. Sau khoảng thời gian ngắn này đến khi $t = T_{ek}$ (tương đương với $t = 0$) Tr_2 khóa lại (do $u_{B2} < 0$), dòng điện ngược chiều của động cơ vẫn được duy trì và đi theo đường số 4 qua D_1 , cho tới khi $t = t_4$ thì i_d giảm về 0 và Tr_1 mới bắt đầu mở, dòng động cơ đổi sang thuận đi qua Tr_2 theo đường số 1. Đồ thị điện áp và dòng điện trong trường hợp này được mô tả trên hình 5.2d.

5.2.2. Bộ biến đổi PWM có đảo chiều

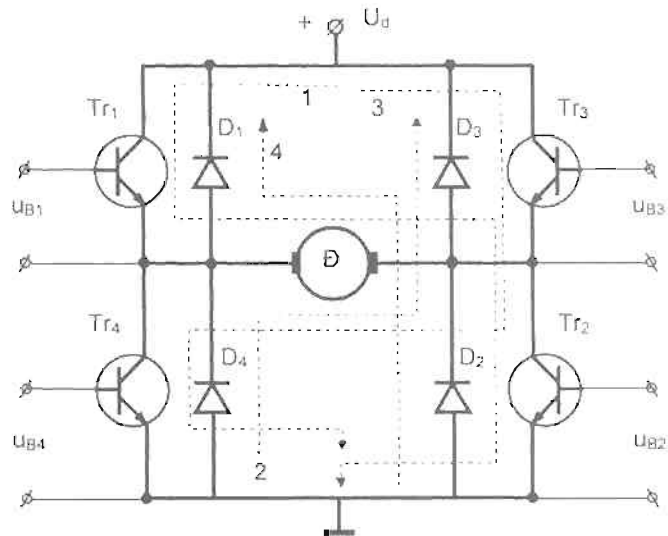
Cấu trúc mạch lực (mạch điện chính) của hệ truyền động đảo chiều dùng bộ biến đổi PWM đảo chiều có các dạng H và T. Trong chương này chủ yếu nghiên cứu về bộ biến đổi dạng H thường dùng. Nó được tạo bởi 4 transistor và 4 diốt mắc theo sơ đồ cầu như hình 5.3. Bộ biến đổi dạng H theo phương thức điều khiển còn được phân ra kiểu 2 cực, kiểu 1 cực và kiểu 1 cực bị hạn chế. Dưới đây tập trung bàn về bộ biến đổi PWM kiểu H hai cực, sau đó sẽ sơ lược nói về đặc điểm của các phương thức khác.

5.2.2.1. Bộ biến đổi PWM đảo chiều kiểu diốt

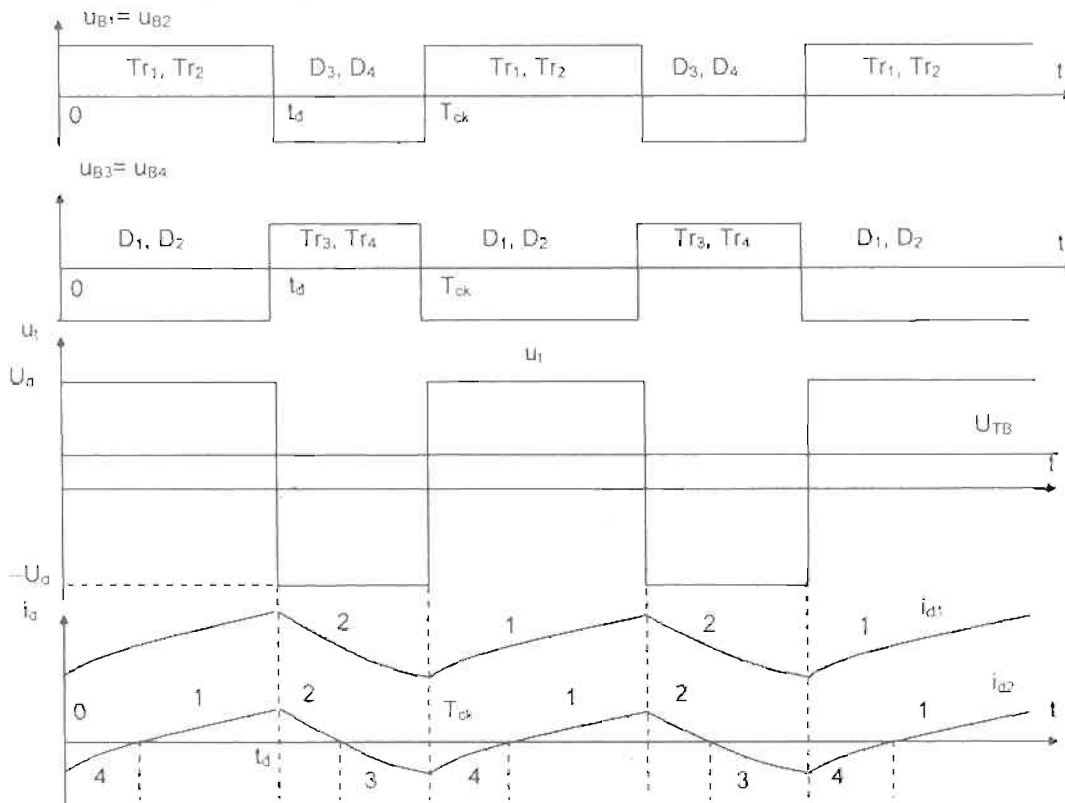
Trên hình 5.3 biểu diễn sơ đồ nguyên lý hệ truyền động đảo chiều dùng bộ biến đổi PWM đảo chiều dạng H kiểu diốt. Bốn transistor chia thành hai nhóm Tr_1, Tr_2 và Tr_3, Tr_4 . Hai transistor Tr_1 và Tr_2 làm việc đồng thời, điện áp không chế cực gốc của chúng

là $u_{B1} = u_{B2}$; hai transistor Tr_3 và Tr_4 cũng làm việc đồng thời, điện áp không chế cực gốc của chúng là $u_{B3} = u_{B4}$. Đồ thị của u_{B1} , u_{B2} , u_{B3} , u_{B4} được mô tả trên hình 5.4.

Trong một chu kỳ đóng cắt, trong khoảng $0 \leq t < t_d$, u_{B1} và u_{B2} dương, Tr_1 , Tr_2 mở bão hoà, còn u_{B3} và u_{B4} âm, Tr_3 và Tr_4 bị khoá, điện áp trên động cơ $u_i = U_d$, dòng điện mạch rotor i_d khép theo đường số 1; trong khoảng $t_d \leq t < T_{ck}$, u_{B1} và u_{B2} chuyển sang âm, Tr_1 và Tr_2 khoá lại, u_{B3} và u_{B4} chuyển sang dương, nhưng Tr_3 và Tr_4 chưa mở, bởi vì điện cảm mạch rotor giải phóng năng lượng duy trì dòng động cơ theo chiều dương và i_d khép qua D_4 và D_3 theo đường số 2, sụt điện áp trên D_3 và D_4 đặt ngược lên mạch phát – góp của Tr_3 và Tr_4 , lúc này điện áp trên động cơ $u_i = -U_d$. Trong một chu kỳ trị số âm và dương của u_i bằng nhau, đây là đặc trưng của bộ biến đổi PWM kiểu diốt, đồ thị điện áp, dòng điện của sơ đồ được mô tả trên hình 5.4.



Hình 5.3. Mạch điện bộ biến đổi PWM có đảo chiều dạng H kiểu diốt



Hình 5.4. Đồ thị dòng áp của hệ truyền động đảo chiều dùng bộ biến đổi PWM dạng H kiểu diốt

Sự thay đổi cực tính của điện áp trên động cơ làm cho đồ thị dòng điện có hai dạng khác nhau như i_{d1} và i_{d2} trên hình 5.4. i_{d1} tương đương với trường hợp động cơ chịu phụ tải lớn, lúc này dòng phụ tải trung bình lớn, ở giai đoạn Tr_1 và Tr_2 khóa dòng tải vẫn được duy trì theo chiều dương, động cơ luôn luôn làm việc ở chế độ động cơ; i_{d2} tương đương với trường hợp động cơ chịu tải nhẹ (non tải), dòng điện trung bình nhỏ, trong giai đoạn Tr_1 và Tr_2 khóa, dòng điện động cơ duy trì chiều dương qua D_4 và D_3 một khoảng thời gian ngắn và giảm nhanh về không do năng lượng tích lũy được trong điện cảm tải L_d nhỏ, tiếp sau là sự mở và dẫn dòng của Tr_3 và Tr_4 , dòng động cơ đổi sang âm và khép qua Tr_3 và Tr_4 theo đường số 3, điện áp nguồn U_d và sức điện động của mạch rotor tác dụng cùng chiều, động cơ ở vào trạng thái hãm. Tương tự như vậy, trong khoảng $0 \leq t < t_d$, khi phụ tải nhẹ, dòng điện cũng có một giai đoạn mang giá trị âm.

Tóm lại đồ thị dòng điện của bộ biến đổi PWM đảo chiều hai cực cũng gần giống với đồ thị dòng điện của bộ biến đổi PWM không đảo chiều nhưng có dòng điện hãm. Sự đảo chiều điện áp và chiều quay động cơ phụ thuộc mức độ rộng hẹp của xung điện áp âm và dương. Khi độ rộng xung dương tương đối rộng, $t_d > \frac{T_{ck}}{2}$ thì điện áp trung bình ở hai đầu mạch rotor là dương, lúc này động cơ ở chế độ động cơ quay thuận. Khi độ rộng xung dương hẹp, $t_d < \frac{T_{ck}}{2}$, điện áp trung bình trên động cơ có giá trị âm, động cơ quay theo chiều ngược. Nếu độ rộng xung dương và âm bằng nhau, $t_d = \frac{T_{ck}}{2}$ điện áp trung bình bằng không, thì động cơ ngừng quay. Đồ thị điện áp dòng điện như trên hình 5.4 ứng với trường hợp động cơ quay theo chiều thuận.

Điện áp trung bình đầu ra của bộ biến đổi PWM (điện áp trên động cơ) đảo chiều kiểu điốt được biểu thị bằng công thức

$$U_{TB} = \frac{t_d}{T_{ck}} U_d - \frac{T_{ck} - t_d}{T_{ck}} U_d = \left(\frac{2t_d}{T_{ck}} - 1 \right) U_d \quad (5.4)$$

Vấn lấy $\gamma = \frac{U_{TB}}{U_d}$ là hệ số phân áp của PWM, quan hệ giữa γ và t_d sẽ khác với trước kia, cụ thể, trong trường hợp này

$$\gamma = \frac{2t_d}{T_{ck}} - 1 \quad (5.5)$$

Khi điều tốc, phạm vi thay đổi của γ trở thành $-1 < \gamma < 1$. Khi $\gamma > 0$ động cơ quay theo chiều thuận, còn $\gamma < 0$ động cơ quay theo chiều ngược, khi $\gamma = 0$ động cơ ngừng quay. Trường hợp $\gamma = 0$, mặc dù động cơ không quay vì điện áp trung bình đặt vào động cơ bằng không, nhưng điện áp tức thời ở hai đầu mạch rotor và dòng điện không phải bằng 0 mà chỉ có thành phần xoay chiều, nên tổn hao công suất trên động cơ vẫn còn. Tuy vậy điều tốt do nó mang lại là làm cho động cơ dao động nhẹ cao tần, có tác dụng "bôi trơn động lực", loại bỏ khu vực chết ma sát tĩnh khi đổi chiều quay.

Ưu điểm của bộ biến đổi PWM kiểu điốt như sau:

– Dòng điện động cơ liên tục;

- Cho phép động cơ có thể làm việc ở 4 góc phần tư của hệ tọa độ;
- Lúc động cơ ngừng quay vẫn có dao động nhỏ của dòng điện, có thể loại bỏ vùng chết mà sát tĩnh;
- Khi làm việc ở tốc độ thấp, xung không chế cực gốc của các transistor đều khá rộng, tạo thuận lợi cho các transistor chắc chắn được mở;
- Tính ổn định tốt ở tốc độ thấp, phạm vi điều tốc đạt tới khoảng 20000 : 1.

Nhược điểm của bộ PWM loại này là: Trong quá trình làm việc, 4 transistor công suất thay nhau làm việc, tổn hao công suất mở khóa lớn, dễ sinh ra sự cố hai transistor cùng phía (ví dụ Tr_1 và Tr_4 đồng thời mở gây ngắn mạch nguồn, làm giảm độ tin cậy của thiết bị. Để khắc phục sự cố này thường phải bố trí thêm thiết bị logic ngăn chặn.

5.2.2.2. Bộ biến đổi PWM đảo chiều kiểu một cực

Để khắc phục nhược điểm trên đây của bộ biến đổi kiểu diôt, đối với những hệ thống có yêu cầu chất lượng động và tĩnh không cao, có thể dùng bộ biến đổi PWM kiểu một cực. Sơ đồ mạch điện của nó cũng giống như kiểu diôt (hình 5.3), chỉ khác nhau ở chỗ tín hiệu xung điều khiển cực gốc các transistor. Trong bộ biến đổi kiểu một cực, xung điều khiển cực gốc hai transistor phía trái $u_{B1} = -u_{B4}$, có đồ thị xung với cực tính thay đổi ngược nhau như kiểu diôt, làm cho Tr_1 và Tr_4 thay nhau mở; còn tín hiệu điều khiển cực gốc của hai transistor phía phải Tr_3 và Tr_2 thì đã khác, chuyển thành tín hiệu một chiều khác nhau tùy thuộc yêu cầu chiều quay của động cơ. Lúc động cơ quay thuận, điện áp u_{B3} luôn âm, còn u_{B2} luôn dương, khi đó Tr_3 luôn khoá, còn Tr_2 luôn mở. Khi cần động cơ quay theo chiều ngược thì cho u_{B3} luôn dương, còn u_{B2} luôn âm, nên Tr_3 luôn mở, còn Tr_2 luôn khoá. Sự thay đổi tín hiệu điều khiển này rõ ràng là làm cho tình trạng mở khóa các transistor ở các giai đoạn và đường đi của dòng điện trong mạch sẽ có sự thay đổi so với ở bộ biến đổi kiểu diôt. Tình trạng mở khóa của các transistor, dạng điện áp mạch rotor và chiều dòng điện khi tải lớn không thay đổi, đã được mô tả trong bảng 5.1 (ở đây để tiện so sánh, đã nêu ra cả kiểu một cực và kiểu diôt). Lúc non tải, dòng điện trong một chu kỳ cũng sẽ đổi chiều và vẫn đảm bảo tính liên tục của dòng động cơ.

Bảng 5.1. So sánh bộ biến đổi PWM đảo chiều hai cực và một cực (khi chịu tải lớn)

Phương thức điều khiển	Chiều quay động cơ	$0 \leq t < t_d$		$t_d \leq t < T_{ck}$		Phạm vi thay đổi của hệ số phân áp
		Trạng thái mở khóa	u_1	Trạng thái mở khóa	u_1	
Kiểu hai cực	thuận	Tr_1, Tr_2 mở Tr_4, Tr_3 khoá	$+U_d$	Tr_1, Tr_2 khoá D_4, D_3 mở	$-U_d$	$0 \leq \gamma \leq 1$
	ngược	D_3, D_2 mở Tr_4, Tr_3 khoá	$+U_d$	Tr_1, Tr_2 khoá Tr_4, Tr_3 mở	$-U_d$	$-1 \leq \gamma \leq 0$
Kiểu một cực	thuận	Tr_1, Tr_2 mở Tr_4, Tr_3 khoá	$+U_d$	Tr_2 mở, D_4 mở; Tr_1, Tr_3 khoá Tr_4 không mở	0	$0 \leq \gamma \leq 1$
	ngược	Tr_3 mở, D_1 mở Tr_2, Tr_4 khoá Tr_1 không mở	0	Tr_4, Tr_3 mở Tr_1, Tr_2 khoá	$-U_d$	$-1 \leq \gamma \leq 0$

Trong bảng 5.1, ở cột u_i của bộ biến đổi một cực cho thấy rằng, khi động cơ quay theo một chiều, điện áp đầu ra bộ biến đổi PWM trong một khoảng chỉ có một cực tính, còn ở một khoảng khác thì bằng không ($u_i = 0$), và đó cũng là lý do nó được gọi tên là bộ biến đổi "một cực". Quá vậy, đồ thị điện áp đầu ra của nó và công thức tính tỷ số phân áp là giống với bộ biến đổi không đảo chiều (xem hình 5.2b và công thức (5.1)).

Do trong hai transistor Tr_3 và Tr_2 của bộ biến đổi một cực bao giờ cũng có một luôn mở, một luôn khóa, do đó tổn hao do mở khóa ở đây đã giảm so với ở bộ biến đổi hai cực.

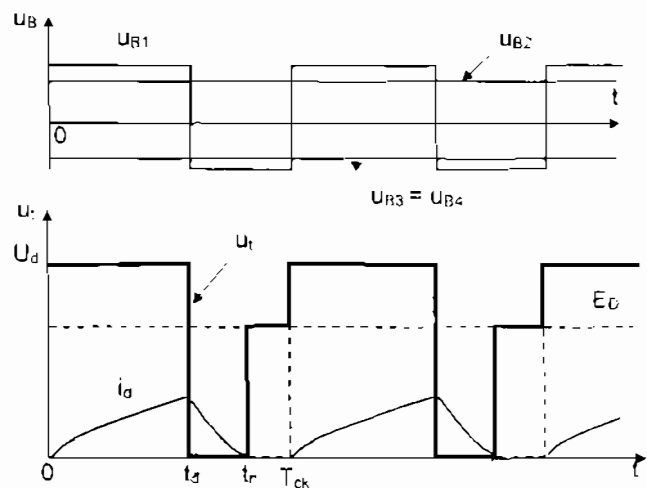
5.2.2.3. Bộ biến đổi PWM một cực bị hạn chế

Bộ biến đổi một cực so với bộ biến đổi hai cực về mặt tiêu hao công suất đóng cắt và độ tin cậy có nhiều ưu điểm, nhưng vẫn còn yêu cầu hai transistor Tr_1 và Tr_4 thay nhau mở khóa, vẫn có thể gây ra ngắn mạch nguồn điện. Bây giờ hãy xem xét tình trạng đóng mở của các transistor trong hình 5.3, có thể phát hiện ra rằng, lúc động cơ quay chiều thuận, trong khoảng thời gian $0 \leq t < t_d$, Tr_4 bị khóa lại, trong khoảng thời gian $t_d \leq t < T_{ck}$, do dòng điện đi qua D_4 , Tr_4 cũng không dẫn dòng. Do vậy, có thể để cho u_{B4} luôn âm, khiến cho Tr_4 luôn bị khóa. Tương tự như vậy, khi động cơ quay theo chiều ngược, cho u_{B1} luôn âm, Tr_1 luôn bị khóa. Như thế sẽ không sinh ra sự cố làm cho Tr_1 , Tr_4 cùng mở. Phương pháp điều khiển này được gọi là điều khiển kiểu một cực bị hạn chế.

Ở bộ biến đổi đảo chiều một cực bị hạn chế (khi động cơ quay thuận u_{B4} luôn âm, Tr_1 luôn khóa, khi động cơ quay ngược, u_{B1} luôn âm, Tr_4 luôn khóa) các tín hiệu khởi động khác đều giống với bộ biến đổi một cực thông thường. Nếu phụ tải lớn, dòng điện i_d biến đổi liên tục theo một chiều, tất cả đồ thị điện áp dòng điện đều giống với bộ biến đổi một cực thông thường. Nhưng khi non tải, do hai transistor luôn ở trạng thái thường khóa, không thể mở, nên xảy ra tình trạng dòng điện không thể đổi chiều và từ thời điểm dòng điện giảm về 0 ($t = t_n$) đến hết thời gian chu kỳ T_{ck} dòng động cơ bằng không, đồ thị bị gián đoạn, khi đó điện áp trên động cơ tăng đột ngột lên bằng s.d.d. động cơ ($u_i = E_D$), như trên hình 5.5. Hiện tượng dòng điện gián đoạn khi tải nhẹ này sẽ làm cho đặc tính ngoài của bộ biến đổi bị mềm đi, cũng tương tự như trường hợp của hệ thống T – D, nó làm cho tính năng ở trạng thái tĩnh và động của hệ thống điều tốc PWM bị xấu đi, nhưng đổi lại độ tin cậy được tăng lên.

Khi dòng điện gián đoạn, việc nâng cao điện áp mạch rotor đã làm tăng điện áp trung bình theo quan hệ:

$$U_{TB} = \gamma U_d + \frac{T_{ck} - t_n}{T_{ck}} E_D$$



Hình 5.5. Đồ thị điện áp, dòng điện khi tải nhẹ của hệ thống điều tốc PWM một cực bị hạn chế

Đặt $E_D \approx U_{TB}$ thì:
$$U_{TB} \approx \left(\frac{T_{ck}}{t_n} \right) \gamma U_d = \gamma' U_d$$

Từ đó có thể tìm ra hệ số phân áp mới:

$$\gamma' = \frac{T_{ck}}{t_n} \gamma \quad (5.6)$$

Do $T_{ck} \geq t_n$, nên $\gamma' \geq \gamma$, nhưng giá trị của γ' vẫn biến đổi trong khoảng $-1 \div 1$.

5.3. ĐẶC TÍNH CƠ VÒNG HỒ CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG

Trong trạng thái ổn định, điện áp đặt lên động cơ trong hệ thống điều tốc điều chế độ rộng xung vẫn là điện áp xung. Vì vậy mặc dù có tác dụng san bằng của điện cảm, dòng điện và tốc độ quay của động cơ vẫn có dạng xung. Tuy là ổn định, nhưng chỉ là trạng thái mômen điện từ trung bình của động cơ và mômen phụ tải cân bằng nhau, trên thực tế dòng điện mạch rotor biến đổi theo chu kỳ, nên chỉ gọi là "trạng thái ổn định chuẩn" (trạng thái xác lập). Đặc tính cơ (đặc tính cơ điện) của hệ thống điều tốc điều chế độ rộng xung ở trạng thái xác lập là quan hệ giữa tốc độ quay trung bình và mômen (dòng điện) trung bình.

Phân tích trên đây đã chỉ ra rằng bất kể mạch điện PWM không đảo chiều, hay mạch điện PWM đảo chiều kiểu diôt hoặc một cực thì đồ thị điện áp, dòng điện ở trạng thái xác lập đều có đặc trưng như nhau. Bởi vì khi làm việc dòng điện có thể đổi chiều, khi cùng một chiều quay dòng điện có thể âm, có thể dương, dù cho tải nặng hay nhẹ, đồ thị dòng điện đều liên tục, điều này làm cho quan hệ đặc tính cơ trở nên đơn giản hơn nhiều. Chỉ trừ mạch điện đảo chiều kiểu một cực bị hạn chế sẽ được nghiên cứu riêng ở đoạn sau.

Đối với mạch điện đảo chiều một cực và mạch điện không đảo chiều có mạch hãm, phương trình điện áp của nó đã được mô tả trong công thức (5.2), (5.3), cụ thể là:

$$U_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (0 \leq t < t_d)$$

$$0 = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (t_d \leq t < T)$$

Đối với mạch điện đảo chiều kiểu diôt, chỉ có điện áp nguồn trong phương trình thứ hai đổi thành $-U_d$, còn lại vẫn giữ nguyên

$$U_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (0 \leq t < t_d) \quad (5.7)$$

$$-U_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_D \quad (t_d \leq t < T) \quad (5.8)$$

Bất kể trong trường hợp nào trên đây, điện áp trung bình trên động cơ trong một chu kỳ đều là $U_{TB} = \gamma U_d$ (chỉ khác là giá trị của γ và quan hệ giữa t_d và T_{ck} là khác nhau, được biểu thị trong các biểu thức (5.1), (5.5)), dòng điện trung bình ký hiệu I_d , mômen điện từ trung bình bằng $M_{TB} = C_m I_d$, còn giá trị trung bình điện áp trên điện cảm mạch rotor bằng 0. Vì vậy, phương trình các giá trị trung bình của biểu thức (5.2),

(5.3) hoặc (5.7), (5.8) đều có thể viết thành:

$$\gamma U_d = R_d I_d + E_D = R_d I_d + C_e n \quad (5.9)$$

Phương trình đặc tính cơ điện là:

$$n = \frac{\gamma U_d}{C_e} - \frac{R_d}{C_e} I_d = n_0 - \frac{R_d}{C_e} I_d \quad (5.10)$$

Phương trình đặc tính cơ là:

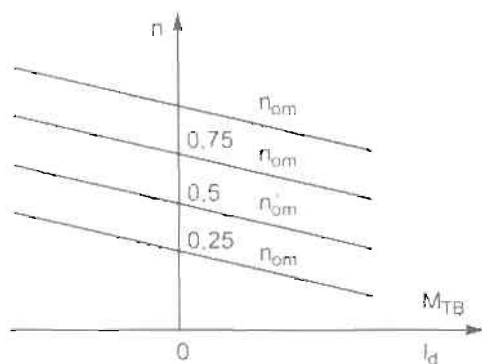
$$n = \frac{\gamma U_d}{C_e} - \frac{R_d}{C_e C_m} M_{TB} = n_0 - \frac{R_d}{C_e C_m} M_{TB} \quad (5.11)$$

Trong đó tốc độ không tải lý tưởng $n_0 = \gamma \frac{U_d}{C_e}$ tỷ lệ với hệ số phân áp γ . Hình 5.6

mô tả đường đặc tính cơ điện và đặc tính cơ ở góc phần tư thứ nhất và thứ hai. Nó được dùng trong mạch điện không đảo chiều có mạch hãm. Đường đặc tính cơ của hệ thống khi đảo chiều cũng gần tương tự như vậy, chỉ khác là được hạn chế trong góc phần tư thứ 3 và thứ 4 của hệ tọa độ.

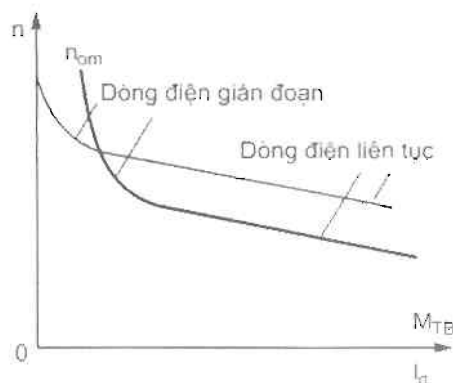
Đối với mạch điện đảo chiều kiểu một cực bị hạn chế, chiều dòng điện khi động cơ quay theo một chiều là không đổi, lúc tải nhẹ dòng điện sẽ xuất hiện tình trạng gián đoạn, phương trình đặc tính cơ sẽ phức tạp hơn nhiều. Có thể tìm hiểu vấn đề này trong một số tài liệu tham khảo khác. Nhưng, từ đồ thị điện áp hình 5.5 có thể nhận xét định tính như sau: khi hệ số phân áp cố định, tải nhẹ, điện áp trung bình càng nhỏ, thì thời gian gián đoạn của dòng điện càng dài (khi đó $u_1 = E_D$). Từ phương trình cân bằng điện áp trong mạch, dòng điện chỉ hoàn toàn bằng không (ứng với trường hợp không tải lý tưởng, $I_d = 0$), khi tốc độ quay đạt giá trị làm cho $E_D = U_d$. Vì thế, dù cho giá trị của γ bằng bao nhiêu thì tốc độ quay không tải lý tưởng đều bằng tốc độ không tải cực đại $n_{0m} = \frac{U_d}{C_e}$, như trên hình 5.7. Từ hình 5.7 có thể thấy, khi non tải dòng điện gián đoạn,

đặc tính cơ là một đường cong phi tuyến; lúc phụ tải đạt đến một giá trị nhất định đường đặc tính mới có dạng tuyến tính như công thức (5.10) và (5.11).



Hình 5.6. Đặc tính cơ hệ thống điều tốc dòng xung (dòng điện liên tục)

$$n_{0m} = \frac{U_d}{C_e}$$



Hình 5.7. Đặc tính cơ hệ thống điều tốc PWM kiểu một cực bị hạn chế (khi động cơ quay thuận)

5.4. HÀM SỐ TRUYỀN CỦA BỘ BIẾN ĐỔI PWM

Quy luật điều khiển và mô hình toán học trạng thái động của hệ thống điều chế độ rộng xung so với hệ thống tiristor – động cơ một chiều không có gì khác nhau, duy chỉ có một chỗ đặc biệt là hàm số truyền của bộ điều chế độ rộng xung và bản thân bộ biến đổi PWM. Dựa vào nguyên lý làm việc của chúng, lúc thay đổi điện áp điều khiển u_{dk} , điện áp ra của bộ biến đổi PWM phải chờ đến chu kỳ sau mới thay đổi được. Vì vậy, bộ biến đổi PWM có đặc tính của một khâu trễ. Thời gian trễ lớn nhất của nó không vượt quá một chu kỳ T_{ck} . Cũng xử lý tương tự như hàm số truyền bộ chỉnh lưu điều khiển bằng tiristor, khi tần số cắt của đặc tính tần số của cả hệ thống mạch hở thỏa mãn công thức:

$$\omega_c \leq \frac{1}{3T_{ck}} \quad (5.12)$$

có thể coi khâu trễ gần đúng là khâu quán tính bậc nhất. Vì thế, hàm số truyền của bộ biến đổi PWM có thể viết thành:

$$W_{PWM}(s) = \frac{K_{PWM}}{T_{ck}s + 1} \quad (5.13)$$

trong đó: $K_{PWM} = \frac{U_{TB}}{u_{dk}}$ là hệ số khuếch đại của bộ biến đổi PWM;

U_{TB} là điện áp trung bình đầu ra của bộ biến đổi PWM;

u_{dk} là điện áp điều khiển mạch điều chế độ rộng xung của bộ biến đổi PWM.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 5

5.1. Các ưu nhược điểm của hệ điều tốc xung điện áp – động cơ một chiều?

5.2. Các phương pháp điều khiển BBD một chiều – một chiều thường sử dụng?

5.3. Các sơ đồ điều tốc bộ biến đổi PWM – D không đảo chiều? Ưu nhược điểm của từng loại sơ đồ?

5.4. Sơ đồ điều tốc bộ biến đổi PWM – D có đảo chiều và các phương pháp khống chế BBD? Ưu nhược điểm của từng phương pháp khống chế BBD PWM?

5.5. Hàm số truyền của BBD PWM?

Chương 6

HỆ THỐNG TÙY ĐỘNG VỊ TRÍ

6.1. KHÁI QUÁT VỀ HỆ THỐNG TÙY ĐỘNG VỊ TRÍ

6.1.1. Ứng dụng của hệ thống tùy động vị trí

Trong chương 1 đã nêu khái niệm về hệ thống tùy động, thực chất là hệ thống ĐCTDTĐĐ thực hiện điều khiển vị trí với lượng đặt trước biến thiên tùy ý. Hệ thống tùy động được ứng dụng rất rộng rãi trong thực tiễn. Nhiệm vụ cơ bản của hệ là thực hiện điều khiển cơ cấu chấp hành bám sát chính xác đối với lượng đặt vị trí, đại lượng điều khiển (lượng đầu ra) thường là vị trí không gian của cơ cấu sản xuất, khi lượng đặt thay đổi trong quá trình làm việc thì hệ thống có thể làm cho đại lượng điều khiển bám sát và duy trì một cách chính xác vị trí của cơ cấu sản xuất theo yêu cầu. Trong hoạt động sản xuất có rất nhiều ví dụ như thế. Ví dụ điều khiển cơ cấu ép trục cán, trong quá trình cán kim loại, phải làm cho khe hở giữa hai trục có thể tiến hành tự điều chỉnh; điều khiển quỹ tích gia công của máy cắt điều khiển số và điều khiển bám của máy cắt chép hình; cơ cấu lái tự động trên tàu thuyền có thể làm cho góc lệch của lá chân vịt đặt ở đuôi tàu thuyền phóng đúng theo góc quay của bánh lái (vô lăng) đặt ở buồng lái điều khiển tàu thuyền đi theo đúng tuyến đường đã vạch ra; cơ cấu điều khiển anten rada của cụm súng pháo hay kính viễn vọng điện tử nhằm đúng mục tiêu; điều khiển động tác của người máy. Những ví dụ trên đây đều là những ứng dụng cụ thể về hệ thống điều khiển tùy động vị trí.

Lượng đặt trong hệ thống tùy động cũng như đại lượng điều khiển là vị trí (hay đại lượng điện đại diện cho vị trí), đương nhiên có thể là chuyển vị góc, chuyển vị dài, vì thế hệ thống tùy động này gọi là hệ thống tùy động vị trí và buộc phải có phản hồi vị trí. Hệ thống tùy động vị trí là một hệ thống tùy động nghĩa hẹp, về nghĩa rộng mà nói, lượng đầu ra của hệ thống tùy động không nhất thiết phải là vị trí, mà có thể là các đại lượng khác, chẳng hạn như hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín tốc độ quay và dòng điện đã trình bày ở chương 2 là một hệ thống tùy động; máy làm giấy, máy dệt nhiều trục sử dụng nhiều động cơ có thể coi là hệ thống tùy động đồng tốc, v.v... Hệ thống tùy động nói chung cũng còn gọi là *hệ thống bám*.

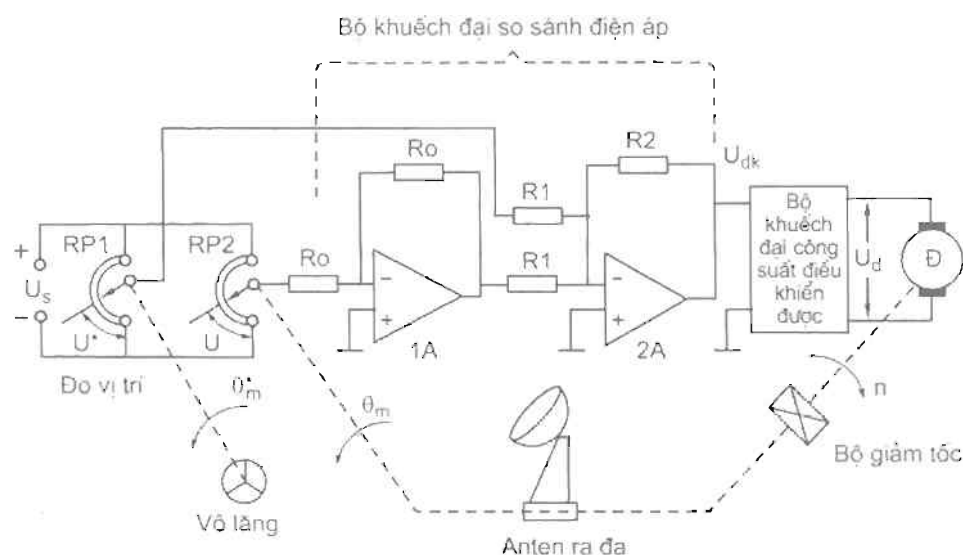
6.1.2. Các bộ phận chủ yếu và nguyên lý làm việc của hệ thống tùy động vị trí

Dưới đây sẽ thông qua một ví dụ đơn giản để nói rõ cấu tạo cơ bản của hệ thống tùy động vị trí, sơ đồ nguyên lý của nó như trên hình 6.1. Đây là một hệ thống tùy động vị trí kiểu chiết áp dùng để điều khiển bám đuôi anten rada. Hệ thống này bao gồm những bộ phận sau:

1. Bộ đo kiểm vị trí: Hai chiết áp RP_1 và RP_2 tạo thành bộ đo kiểm vị trí (góc), trong đó trục quay của chiết áp RP_1 nối với bánh điều khiển làm góc cho trước (góc đặt), trục quay của chiết áp RP_2 thông qua cơ cấu nối với bộ phận phụ tải làm phản hồi góc quay, hai bộ chiết áp đều được cấp điện nhờ nguồn điện một chiều U , như vậy có thể chuyển tham số vị trí trực tiếp thành đại lượng điện ở đầu ra.

2. Bộ khuếch đại so sánh điện áp: Tạo bởi 2 bộ khuếch đại thuật toán 1A, 2A,

trong đó bộ khuếch đại 1A chỉ làm nhiệm vụ đảo pha, còn 2A có tác dụng so sánh và khuếch đại điện áp, tín hiệu đầu ra làm tín hiệu điều khiển bộ khuếch đại công suất cấp tiếp theo, đồng thời có khả năng nhận biết cực tính điện áp (phương vị âm dương của góc pha).



Hình 6.1. Sơ đồ nguyên lý hệ thống tự động vị trí kiểu chiết áp

3. Bộ khuếch đại công suất đảo chiều: Để cung cấp cho động cơ chấp hành của hệ thống tự động chỉ có khuếch đại điện áp là chưa đủ, còn phải khuếch đại công suất, các bộ khuếch đại công suất này thường dùng chỉnh lưu điều khiển hoặc bộ biến đổi xung áp điều chế độ rộng xung nếu động cơ truyền động là động cơ một chiều, trường hợp dùng động cơ xoay chiều thì bộ khuếch đại công suất thường là biến tần.

4. Cơ cấu chấp hành: *Động cơ bảm D* (động cơ điện một chiều kích từ bằng nam châm vĩnh cửu) để truyền động cơ cấu chấp hành mang phụ tải (dàn anten rada), giữa động cơ và phụ tải thường có bộ phận truyền lực (hộp giảm tốc).

Bốn bộ phận trên là các bộ phận chủ yếu, không thể thiếu để tạo nên hệ thống điều khiển tự động vị trí, chỉ có linh kiện hoặc thiết bị cụ thể là có thể khác nhau, ví dụ, có thể dùng các bộ đo kiểm vị trí khác nhau, dùng động cơ điện một chiều hoặc xoay chiều v.v...

Sử dụng ví dụ về hệ thống điều khiển tự động vị trí kiểu chiết áp đã nêu trên để phân tích nguyên lý làm việc của hệ thống tự động vị trí. Từ hình 6.1 có thể thấy, lúc vị trí trục quay hai chiết áp RP_1, RP_2 là như nhau, góc đặt (cho trước) θ_m^* và góc phản hồi θ_m bằng nhau, vì vậy độ lệch góc $\Delta\theta_m = \theta_m^* - \theta_m = 0$, điện áp ra của các chiết áp $U^* = U$, tức là điện áp vào bộ khuếch đại so sánh điện áp bằng không nên điện áp đầu ra bộ khuếch đại điện áp $u_{dk} = 0$, điện áp đầu ra của bộ khuếch đại công suất đảo chiều $U_d = 0$, tốc độ quay của động cơ truyền động $n = 0$, hệ thống ở trạng thái tĩnh. Lúc quay bánh điều khiển, làm thay đổi góc đặt, ví dụ tăng góc đặt θ_m^* , dẫn đến $\Delta\theta_m > 0$, thì $U^* > U \Rightarrow u_{dk} > 0 \Rightarrow U_d > 0$, động cơ được cấp điện và quay với tốc độ $n > 0$, thông qua bộ truyền lực làm anten rada quay, anten quay làm cho trục chiết áp

RP₂ quay, khiến cho θ_m cũng tăng lên. Khi $\theta_m < \theta_m^*$ động cơ còn quay theo chiều đề rada thu hẹp độ lệch, chỉ khi $\theta_m^* = \theta_m$, độ lệch góc $\Delta\theta_m = 0 \Rightarrow u_{dk} = 0 \Rightarrow U_d = 0$ động cơ ngừng quay và hệ thống chuyển đến trạng thái ổn định mới (trạng thái xác lập). Nếu góc cho trước θ_m^* giảm xuống, thì chiều chuyển động của hệ thống sẽ ngược lại với trường hợp trên. Rõ ràng là, hệ thống này hoàn toàn có thể thực hiện được yêu cầu đại lượng điều khiển θ_m bám đuổi chính xác đại lượng cho trước θ_m^* .

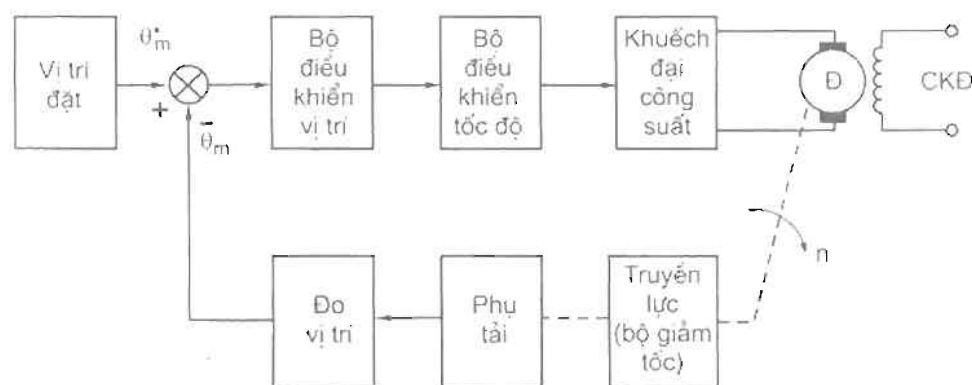
6.1.3. So sánh hệ thống tùy động vị trí với hệ thống điều tốc

Qua các phân tích trên dễ dàng nhận ra những chỗ khác nhau và giống nhau giữa hệ thống tùy động vị trí (sau đây gọi tắt là hệ thống tùy động) và hệ thống điều tốc. Cả hai đều là hệ thống kín (có phản hồi), tức là thông qua việc so sánh lượng đầu ra của hệ thống với lượng cho trước (lượng đặt) để tạo ra tín hiệu điều khiển hệ thống, vì vậy nguyên lý của hai hệ thống này là giống nhau.

Đại lượng cho trước của hệ thống điều tốc là hằng số, dù cho mức độ nhiễu như thế nào, đều mong đại lượng đầu ra ổn định, vì thế chất lượng chống nhiễu của hệ thống luôn tỏ ra quan trọng nhất. Còn trong hệ thống tùy động thì tín hiệu đặt vị trí là thường xuyên thay đổi, là đại lượng "thay đổi tùy ý", yêu cầu lượng đầu ra bám chính xác theo sự thay đổi của lượng cho trước, tính nhanh nhạy, tính linh hoạt, tính chính xác bù đầu ra trở thành đặc trưng chủ yếu của hệ thống tùy động. Hay nói cách khác chất lượng bám là chỉ tiêu chủ yếu của hệ thống này.

Từ hình 6.1 còn có thể thấy, hệ thống tùy động có thể xây dựng trên cơ sở hệ thống điều tốc cải tiến mạch vòng vị trí, mạch vòng vị trí là đặc trưng cấu trúc chủ yếu của hệ thống tùy động. Vì vậy hệ thống tùy động thường phức tạp hơn hệ thống điều tốc.

6.1.4. Phân loại hệ thống tùy động vị trí



Hình 6.2. Cấu trúc điển hình của hệ tùy động kiểu tương tự (mô phỏng)

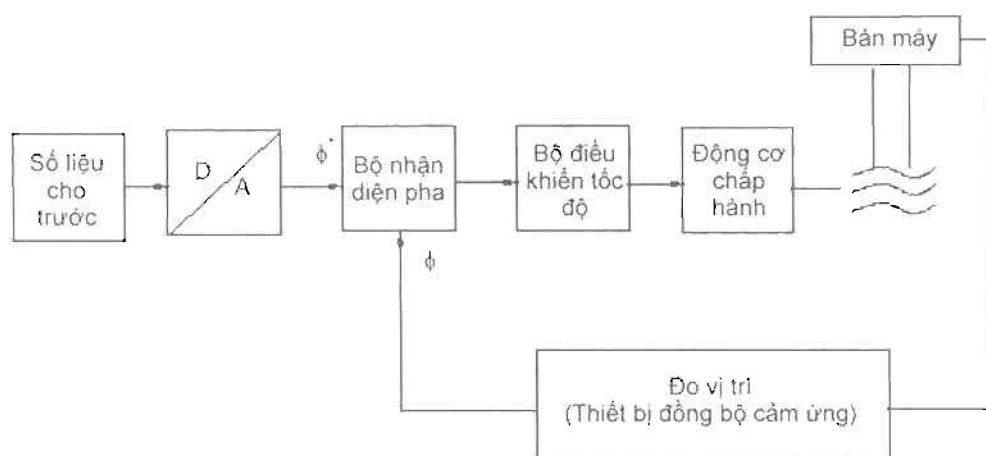
Theo đà phát triển của khoa học kỹ thuật đã xuất hiện rất nhiều loại hình hệ thống tùy động. Do đặc trưng cơ bản của hệ thống tùy động vị trí thể hiện ở mạch vòng vị trí, thể hiện ở tín hiệu đặt vị trí và tín hiệu phản hồi vị trí cùng với các việc so sánh tổng hợp của hai tín hiệu này, căn cứ vào các đặc trưng này hệ thống tùy động được phân chia thành hai loại chính là hệ thống tùy động tương tự và hệ thống tùy động kiểu số.

Hình 6.1 là một ví dụ về hệ thống tùy động vị trí tương tự (mô phỏng) chuyển vị góc, các loại tham số trong hệ thống này đều là đại lượng tương tự thay đổi liên tục, bộ đo kiểm vị trí của nó có thể dùng bộ chiết áp, sensin, bộ biến áp quay, bộ cảm ứng đồng bộ. Sơ đồ nguyên lý của hệ thống tùy động vị trí kiểu mô phỏng điển hình được thể hiện trên hình 6.2, thông thường trên cơ sở của hệ thống điều tốc còn bổ sung thêm một mạch vòng vị trí, đồng thời đó cũng là trọng tâm nghiên cứu của chương này, nguyên lý làm việc của nó giống như hệ thống trên hình 6.1, ở đây không nhắc lại.

Máy chép hình dùng cách áp tựa vào mẫu đưa ra tín hiệu vị trí là một ví dụ thực tế ứng dụng hệ thống tùy động vị trí kiểu tương tự.

Bởi vì độ chính xác của các thiết bị đo kiểm kiểu tương tự bị hạn chế về mặt chế tạo không thể đạt được mức rất cao, vì vậy nó đã ảnh hưởng tới độ chính xác toàn bộ hệ thống tùy động kiểu tương tự. Muốn cho máy công cụ đạt được độ chính xác cao hơn một bước, phải dùng thiết bị đo kiểm kiểu số để cấu tạo nên hệ thống tùy động số. Trong hệ thống này, thường vẫn dùng mạch vòng dòng điện và mạch vòng tốc độ dạng tương tự để bảo đảm tính bù nhanh nhạy của hệ thống, trong khi mạch vòng vị trí lại dùng kiểu số. Hệ thống tùy động kiểu số cơ bản gồm ba loại như sau :

– Hệ thống tùy động điều khiển góc pha kiểu số:



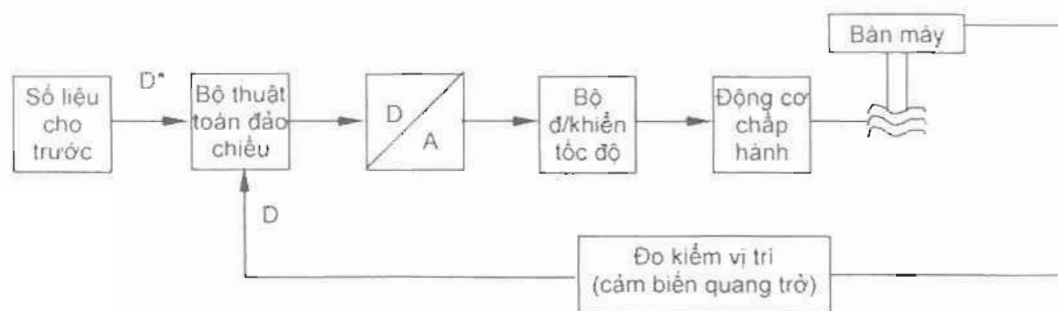
Hình 6.3. Cấu trúc hệ thống tùy động điều khiển góc pha kiểu số

Cấu trúc chung của hệ thống điều khiển góc pha kiểu số như hình 6.3. Đây là một loại hệ thống tùy động dùng rộng rãi trong máy công cụ điều khiển số, về thực chất nó là một hệ thống điều khiển phản hồi với mạch vòng kín góc pha (hay còn gọi là mạch vòng khoá pha). Mạch vòng vị trí của nó gồm có 3 bộ phận là mã số vị trí góc pha cho trước (góc pha đặt), mã số vị trí góc pha phản hồi và mã số so sánh góc pha, tức là ba bộ phận gồm các giá trị số cho trước (đặt), bộ đo kiểm vị trí và bộ nhận dạng góc pha như trong hình 6.3. Nhiệm vụ của bộ mã số cho trước là biến đổi giá trị vị trí đặt thành xung số, sau đó lại qua khâu chuyển đổi số – tương tự đổi (D/A), sẽ xuất hiện một lệnh phát xung thì nó sẽ đưa ra một chuỗi xung tương đương dạng chữ nhật vượt trước hoặc chậm sau một góc pha ϕ^* (góc pha cho trước). Bộ phận đo kiểm vị trí tạo ra phản hồi góc pha, chức năng của nó là biến đổi chuyển vị của bản máy thành chuyển vị góc pha ϕ của điện áp có dạng xung chữ nhật có cùng với tần số với

xung chữ nhật cho trước, có thể dùng thiết bị đồng bộ cảm ứng để thực hiện sự biến đổi chuyển vị thành góc pha, độ chính xác của nó có thể đạt tới $\pm 0,001\mu\text{m}$, vì thế góc pha của nó có thể phản ánh chính xác vị trí thực tế của máy. Chức năng chủ yếu của bộ nhận diện pha là so sánh góc pha cho trước ϕ^* với góc pha phản hồi ϕ và biến đổi độ lệch góc pha $\Delta\phi = \phi^* - \phi$ thành điện áp tương tự, cực tính của điện áp này phải phù hợp với cực tính của sai số góc pha. Lượng đầu ra của bộ nhận diện pha sau khi biến đổi sẽ trở thành đại lượng đặt của bộ điều tốc, sau khi qua bộ khuếch đại công suất dùng để không chế động cơ điều khiển bản thao tác của máy dịch chuyển theo hướng loại bỏ sai số, vì vậy làm cho ϕ luôn luôn bám sát ϕ^* , tức là làm cho bản thao tác chuyển động theo yêu cầu.

Bộ nhận diện có thể làm thành dạng số, như vậy độ chính xác của hệ thống có thể đạt tới mức cao hơn. Lúc mạch vòng kín góc pha làm việc, vị trí của cơ cấu chấp hành chịu sự điều khiển của tín hiệu cho trước (đặt), góc pha tín hiệu phản hồi bị khoanh lại trong một phạm vi góc pha nhất định của tín hiệu cho trước, vì thế hệ thống này còn được đặt tên là hệ thống tùy động điều khiển mạch vòng khóa pha. Dù cho hệ thống tùy động số kiểu góc pha này trên thực tế làm việc theo cách so sánh, nhưng bởi vì sử dụng tần số cao (tần số được sử dụng của bộ nhận dạng đều lớn hơn 1000Hz, chu kỳ nhỏ hơn 1ms) nên độ tác động nhanh của nó không thua kém hệ thống tương tự nói chung.

- Hệ thống tùy động điều khiển xung số:



Hình 6.4. Sơ đồ nguyên lý hệ thống tùy động điều khiển xung số

Hệ thống tùy động điều khiển xung số sơ đồ nguyên lý như trên hình 6.4.

Trong hệ thống tùy động điều khiển xung số, tín hiệu đặt trước là tín hiệu dạng xung số D^* , tín hiệu phản hồi vị trí dạng xung số D được tạo ra nhờ các loại thiết bị đo kiểm, ví dụ thiết bị cảm biến quang trở. Hai tín hiệu D^* và D được đưa vào bộ thuật toán đảo chiều, sau khi tính toán sẽ xác định được độ lệch của xung:

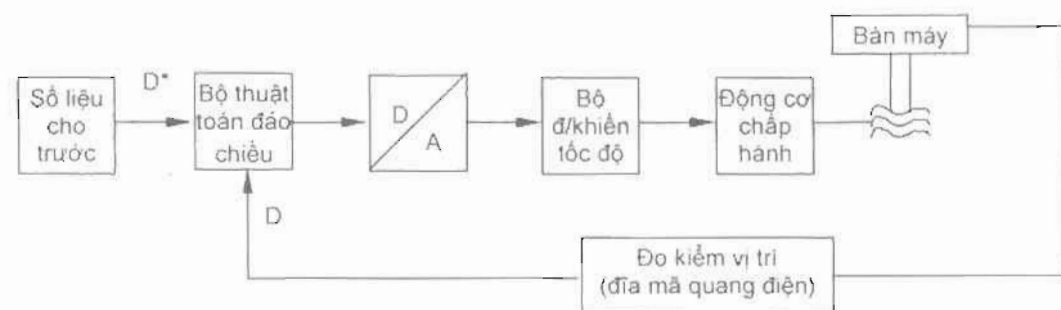
$$\Delta D = D^* - D + D_0$$

trong đó D_0 là hằng số nhằm khắc phục ảnh hưởng của độ lệch điểm 0 trong bộ khuếch đại tới bộ thuật toán. Tín hiệu sai lệch này qua chuyển đổi D/A trở thành tín hiệu đặt (cho trước) tương tự của bộ điều tốc, tiếp sau qua khuếch đại công suất, làm cho động cơ và bản thao tác của máy chuyển động theo hướng loại bỏ sai số. Nhờ độ chính xác của cảm biến quang trở rất cao nên hệ thống này có thể đạt được độ chính xác điều khiển rất cao.

– Hệ thống tùy động điều khiển kiểu mã số:

Hệ thống tùy động điều khiển kiểu mã số có sơ đồ nguyên lý như hình 6.5.

Trong hệ thống này, lượng cho trước D^* thường là tín hiệu số dạng mã nhị phân. Phần tử đo kiểm vị trí là đĩa mã số quang điện hay bộ phát xung phản hồi kiểu số khác, dựa vào mạch điện chuyển đổi nhận được tín hiệu số mã nhị phân, gắn kết lại tạo thành bộ chuyển đổi “góc – số” hoặc bộ chuyển đổi “chuyển vị – số”, cho tín hiệu phản hồi vị trí D . Các tín hiệu đặt D^* và phản hồi D đồng thời được nhập vào máy tính (có thể là một hệ vi xử lý), máy tính thực hiện so sánh xác định sai số và đưa ra tín hiệu điều chỉnh số theo một quy luật điều chỉnh nhất định (như quy luật điều chỉnh PID), tín hiệu hiệu chỉnh kiểu số sau khi qua bộ chuyển đổi số – tương tự biến thành tín hiệu tương tự dạng điện áp, điện áp sau chuyển đổi D/A được sử dụng làm giá trị đặt của bộ điều tốc. Khi sử dụng máy tính điều khiển, quy luật điều khiển của hệ thống có thể được thay đổi dễ dàng thông qua thay đổi phần mềm, nhờ vậy độ linh hoạt của phương pháp điều khiển được tăng lên rất nhiều.



Hình 6.5. Sơ đồ nguyên lý hệ thống tùy động điều khiển mã số

Dù cho hệ thống tùy động là kiểu tương tự hay là kiểu số thì cấu trúc mạch vòng kín của chúng cũng có thể có nhiều dạng khác nhau. Ngoài những dạng hay dùng của hệ thống ba mạch vòng vị trí, tốc độ, dòng điện còn có thể sử dụng những phương pháp khác: hoặc là chỉ có mạch vòng vị trí, mạch vòng tốc độ mà không có mạch vòng dòng điện, hoặc là chỉ có mạch vòng vị trí, mạch vòng dòng điện mà không có mạch vòng tốc độ; hoặc là chỉ có một mạch vòng vị trí. Các phương án khác nhau có ứng dụng riêng của nó.

6.2. ĐO KIỂM TÍN HIỆU VỊ TRÍ

Sự khác biệt giữa hệ thống tùy động vị trí với hệ thống điều tốc đầu tiên là ở đo kiểm tín hiệu. Bởi vì đối tượng điều khiển trong hệ thống tùy động vị trí thường là chuyển vị dài hoặc chuyển vị góc, vì vậy, để cấu tạo thành hệ thống tùy động vị trí nhất thiết phải chuyển đổi đại lượng đo kiểm vị trí thành đại lượng điện thông qua thiết bị đo kiểm vị trí. Các thiết bị thường dùng để đo kiểm vị trí là sensin, bộ biến áp quay, bộ động bộ cảm ứng, đĩa mã quang điện, ... dưới đây sẽ lần lượt trình bày các loại thiết bị này.

6.2.1. Sensin (SS)

Sensin là một bộ cảm biến chuyển vị góc, trong hệ thống tùy động thường dùng theo từng cặp đối nhau. Sensin có rotor nối với bộ phận điều khiển thì được gọi là

sensin phát (máy phát tin), còn sensin có rotor nối với trục cơ cấu chấp hành thì có tên là sensin thu (máy nhận tin).

Theo công dụng, sensin được chia thành hai loại là kiểu mômen và kiểu điều khiển. Sensin kiểu mômen có thể không qua khâu khuếch đại trung gian mà trực tiếp truyền tín hiệu chuyển vị góc, có thể làm cho hai trục ở xa nhau vận hành đồng bộ mà không có mối liên hệ cơ khí trực tiếp. Phụ tải của sensin kiểu mômen thường là kim đồng hồ đo, thuộc loại hệ thống quay đồng bộ công suất rất nhỏ. Đối với phụ tải công suất lớn hơn thì sensin kiểu mômen không thể làm cho nó quay được, và phải dùng sensin kiểu điều khiển, nối sensin thu tự chỉnh góc thành trạng thái bộ biến áp, mà đầu ra của nó phải thông qua khâu khuếch đại trung gian để dẫn động phụ tải, tạo thành hệ thống tùy động sensin. Dưới đây sẽ chú trọng phân tích nguyên lý làm việc và cách sử dụng sensin kiểu điều khiển.

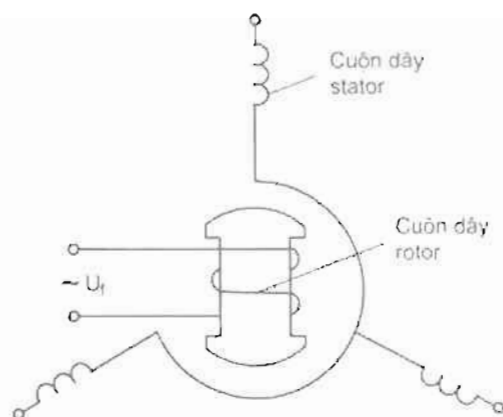
Trước tiên hãy khảo sát cấu trúc và nguyên lý làm việc sensin một pha, (như trên hình 6.6). Nó gồm một cuộn dây kích từ một pha và một bộ cuộn dây chỉnh bước, cuộn dây kích từ lắp đặt trên rotor, cực từ kích thích thường làm thành dạng cực ăn (trong hình vẽ để tiện phân tích đã biểu diễn rõ cực từ), như vậy có thể làm cho trở kháng đầu vào không thay đổi theo vị trí của rotor, cuộn dây chỉnh bước là cuộn dây 3 pha, thường được quấn rải, bố trí trên stator, lệch nhau một góc 120° , đấu theo kiểu Y.

Sensin kiểu điều khiển dùng để biến đổi góc quay thành điện áp. Khi sử dụng, đầu đầu ra các cuộn dây stator của hai sensin lại với nhau, cuộn dây rotor của sensin phát SSF nối với nguồn điện kích từ xoay chiều một pha, còn đầu ra cuộn dây rotor của sensin thu SST lấy ra điện áp tín hiệu u_{ss} của chuyển vị góc, như trên hình 6.7.

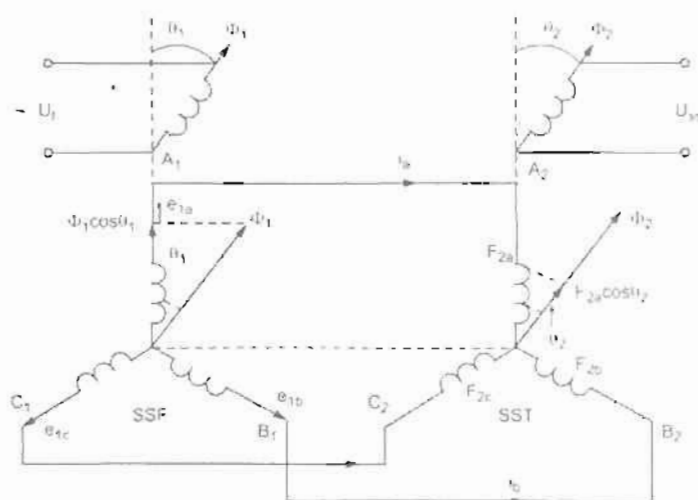
Công thức biểu diễn điện áp kích từ xoay chiều một pha u_f của sensin phát là:

$$u_f(t) = U_{fm} \sin \omega t$$

Dòng điện do nó gây nên sinh ra từ thông Φ_f trong lõi sắt từ của sensin phát, tạo nên các sức điện động cảm ứng e_{1a} , e_{1b} , e_{1c} trên 3 cuộn dây OA_1 , OB_1 , OC_1 . Các sức điện động này về mặt thời gian là đồng pha, độ lớn của chúng tỷ lệ với thành phần từ thông Φ_f tương ứng trên các cuộn dây, nghĩa là tỷ lệ thuận với cosin của góc giữa



Hình 6.6. Nguyên lý cấu tạo sensin



Hình 6.7. Sơ đồ nguyên lý nối sensin kiểu điều khiển

đường tâm trục cuộn dây kích từ rotor và trục các cuộn dây trên stator, nếu bỏ qua sụt áp trở kháng rotor sensin phát, đồng thời chọn đường trục OA_1 của cuộn dây pha A_1 làm chuẩn, lúc đường tâm cuộn dây rotor bắt đầu từ vị trí 0 quay đi một góc θ_1 , thì sức điện động cảm ứng của 3 cuộn dây ba pha sensin phát là:

$$\begin{aligned}e_{1a} &= k_{ss} U_{fm} \sin \omega t \cos \theta_1 \\e_{1b} &= k_{ss} U_{fm} \sin \omega t \cos (120^\circ - \theta_1) \\e_{1c} &= k_{ss} U_{fm} \sin \omega t \cos (120^\circ + \theta_1)\end{aligned}$$

trong đó, k_{ss} là hệ số tỷ lệ giữa sức điện động của dây quấn stator và sức điện động dây quấn rotor, liên quan tới tham số cuộn dây.

Ba sức điện động này sẽ sinh ra dòng điện trong các cuộn dây stator của sensin phát và sensin thu, bởi vì 3 cuộn dây như nhau, nên về mặt góc pha mà nói 3 dòng điện này trùng pha nhau, chỉ có giá trị biên độ của chúng là khác nhau. Các dòng điện trong hình 6.7 lần lượt là:

$$\begin{aligned}i_a &= \frac{k_{ss} U_{fm}}{|Z|} \sin(\omega t - \varphi) \cos \theta_1 \\i_b &= \frac{k_{ss} U_{fm}}{|Z|} \sin(\omega t - \varphi) \cos(120^\circ - \theta_1) \\i_c &= \frac{k_{ss} U_{fm}}{|Z|} \sin(\omega t - \varphi) \cos(120^\circ + \theta_1)\end{aligned}$$

trong đó: Z là tổng trở của một cuộn dây stator sensin phát và một cuộn dây stator sensin thu, với: $Z = R + jX$; R là tổng điện trở của một cuộn dây stator sensin phát và một cuộn dây stator sensin thu, X là tổng điện kháng của một cuộn dây stator sensin phát và một cuộn dây stator sensin thu.

Nếu góc lệch pha giữa dòng và áp trong một mạch là φ thì $\varphi = \arctg \left(\frac{X}{R} \right)$.

Khi số vòng của 3 cuộn dây là như nhau, bố trí lệch nhau 120° thì điện trở R và điện kháng X của các nhóm cuộn dây là bằng nhau.

Dễ dàng chứng minh, dòng điện trong dây nối hai điểm O và O' (trong hình 6.7) là đường nét đứt) là $i_a + i_b + i_c = 0$, trên thực tế có thể không cần nối dây. Có thể cho rằng, vì giữa hai điểm O và O' không có điện áp, đương nhiên là không thể có dòng điện.

Sau khi dòng điện xoay chiều chạy vào các cuộn dây của stator của sensin thu, các cuộn dây đó sẽ trở thành cuộn kích từ, sức từ động theo phương của trục 3 cuộn dây lần lượt là:

$$\begin{aligned}F_{2a} &= F \sin(\omega t - \varphi) \cos \theta_1 \\F_{2b} &= F \sin(\omega t - \varphi) \cos(120^\circ - \theta_1) \\F_{2c} &= F \sin(\omega t - \varphi) \cos(120^\circ + \theta_1)\end{aligned}$$

trong đó F là giá trị biên độ sức từ động, nó phụ thuộc vào biên độ dòng điện $\frac{k_{ss} U_{fm}}{|Z|}$, số vòng dây quấn của các pha stator. Ba sức từ động này sinh ra ba thành

phần tương ứng trên đường trục của cuộn dây rotor lần lượt là:

$$F_{2a}' = F_{2a} \cos \theta_2$$

$$F_{2b}' = F_{2b} \cos(120^\circ - \theta_2)$$

$$F_{2c}' = F_{2c} \cos(120^\circ + \theta_2)$$

Sức từ động tổng hợp trên đường trục cuộn dây rotor sensin thu là:

$$\begin{aligned} F_2' &= F_{2a}' + F_{2b}' + F_{2c}' = \\ &= F \sin(\omega t - \varphi) [\cos \theta_1 \cos \theta_2 + \cos(120^\circ - \theta_1) \cos(120^\circ - \theta_2) + \\ &\quad + \cos(120^\circ + \theta_1) \cos(120^\circ + \theta_2)] \\ &= \frac{3}{2} F \sin(\omega t - \varphi) \cos(\theta_1 - \theta_2) \end{aligned}$$

Sức từ động tổng hợp trong lõi sắt từ sinh ra từ thông tổng hợp Φ_2 , do đó trong cuộn dây rotor sensin thu sinh ra điện áp cảm ứng u_{ss} , điện áp này về mặt thời gian vượt trước từ thông Φ_2 một góc 90° , vì vậy:

$$u_{ss} = U_{ssm} \sin(\omega t - \varphi + 90^\circ) \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (6.1)$$

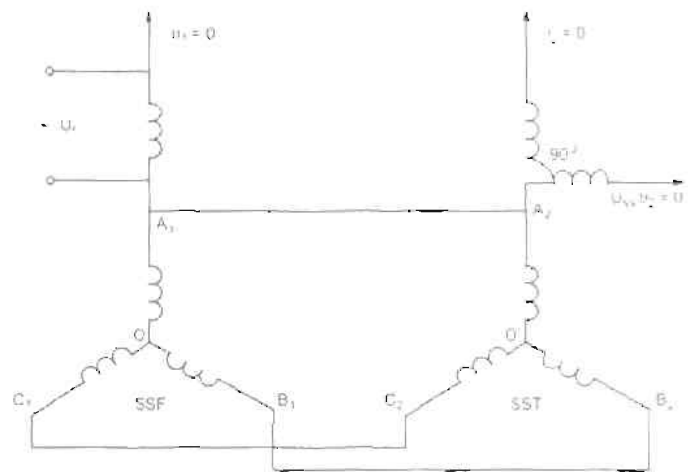
trong đó: U_{ssm} là giá trị cực đại của điện áp đầu ra u_{ss} .

Từ biểu thức (6.1) có thể thấy:

1. Biên độ điện áp đầu ra u_{ss} của bộ sensin điều khiển là hàm số dạng cosin của sai số góc, khi $\theta_1 = \theta_2$ thì $\cos(\theta_1 - \theta_2) = 1$, biên độ điện áp đầu ra u_{ss} là cực đại.

2. Điện áp u_{ss} là điện áp xoay chiều một pha, về mặt thời gian nó vượt trước điện áp kích từ u_f trên rotor sensin phát một góc là $(90^\circ - \varphi)$.

Nhưng quan hệ ở (1) không tiện dụng, vì khi sai số góc $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 = 0$, điện áp đầu ra lại là cực đại và khi tăng sai số góc, điện áp đầu ra giảm xuống, còn trong thực tế sử dụng, thường mong muốn khi sai số góc $\Delta\theta = 0$, điện áp đầu ra cũng bằng 0; mặt khác khi θ_2 vượt trước θ_1 , sai số góc $\Delta\theta$ là âm, nhưng do $\cos(-\Delta\theta)$ và $\cos(\Delta\theta)$ bằng nhau, nghĩa là góc pha của điện áp u_{ss} không phản ánh đúng cực tính của sai số góc. Vì vậy, lúc lấy đường trục A_1 của cuộn dây stator làm chuẩn của sensin phát, cuộn dây rotor sensin thu cho vượt trước 90° , đồng thời đặt đường tâm trục A_2 của cuộn dây stator ở vị trí vuông góc đối thành vị trí 0 của sensin thu, như trên hình 6.8.



Hình 6.8. Vị trí góc của máy tự chỉnh góc

Trong hình $\theta_1 = 0$ là vị trí 0 của sensin phát, $\theta_2' = 0$ là vị trí 0 của sensin thu, thì giá trị của θ_2 là: $\theta_2 = \theta_2' + 90^\circ$, thay vào biểu thức (6.1) sẽ có:

$$\begin{aligned} u_{ss} &= U_{ssm} \sin(\omega t - \varphi + 90^\circ) \cos(\theta_1 - \theta_2 - 90^\circ) \\ &= U_{ssm} \sin(\omega t - \varphi + 90^\circ) \sin(\theta_1 - \theta_2') \end{aligned}$$

cũng có thể viết thành:

$$u_{ss} = U_{ssm} \sin \Delta\theta \sin(\omega t - \varphi + 90^\circ) \quad (6.2)$$

trong đó: $\Delta\theta$ là sai số góc (góc mất điều chỉnh), $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$.

Như vậy khi sai số góc $\Delta\theta = 0$, điện áp đầu ra cũng bằng không, cũng rất phù hợp với yêu cầu thực tế, đồng thời cũng có thể thấy, giá trị biên độ của điện áp đầu ra u_{ss} không liên quan gì đến vị trí tuyệt đối của bản thân sensin phát và sensin thu, mà chỉ tỷ lệ thuận với sin của sai số góc $\Delta\theta$.

Sensin phân ra 3 cặp chính xác là 1, 2, 3, sai số nằm trong khoảng $0.25^\circ \div 0.75^\circ$.

6.2.2. Bộ biến áp quay (Br)

Bộ biến áp quay trên thực tế là một máy điện quay hai pha chế tạo đặc biệt, nó có hai bộ phận là stator và rotor, trên hai bộ phận này có lắp hai bộ cuộn dây trục giao nhau trong không gian. Lúc rotor quay, vị trí tương đối của hai cuộn dây này cũng thay đổi theo làm cho điện áp đầu ra và góc quay của rotor có mối quan hệ hàm số. Trong các hệ thống điều khiển tự động, máy biến áp quay có nhiều kiểu loại khác nhau và có những công dụng khác nhau, riêng trong hệ thống tùy động nó được dùng làm cảm biến chuyển vị góc.

Hình 6.9 là sơ đồ nguyên lý bộ biến áp quay, hai cuộn dây S_1 và S_2 lần lượt được cung cấp bởi hai điện áp xoay chiều hình sin u_1 , u_2 (các cuộn kích từ), với biên độ bằng nhau và lệch pha nhau 90° , nghĩa là:

$$u_1(t) = U_m \sin \omega_0 t$$

$$u_2(t) = U_m \cos \omega_0 t$$

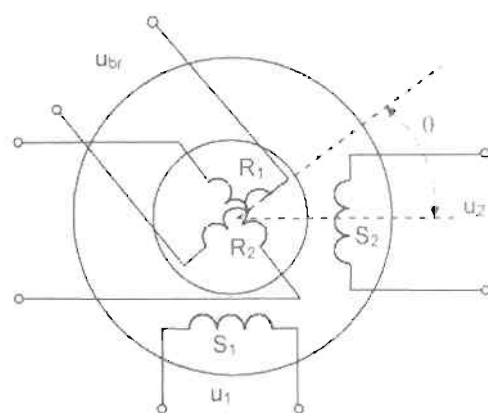
Để bảo đảm độ chính xác đo kiểm của bộ biến áp kiểu quay, yêu cầu hai dòng điện kích từ trên hai pha phải thực sự cân bằng, nghĩa là độ lớn bằng nhau, lệch pha 90° , vì thế trong khe hở điện từ tạo ra từ trường quay tròn. Điện áp cảm ứng sinh ra trong cuộn dây R_1 của rotor là:

$$u_{br}(t) = m[u_1(t)\cos\theta + u_2(t)\sin\theta] = mU_m\cos(\omega_0 t + \theta) \quad (6.3)$$

trong đó: m là tỷ số vòng dây quấn có ích của cuộn dây trên rotor và cuộn dây trên stator.

Từ công thức (6.3) có thể thấy, biên độ điện áp đầu ra u_{br} của bộ biến áp quay không thay đổi theo góc quay θ , mà góc pha của nó bằng góc quay này. Vì thế có thể coi bộ biến áp quay là một bộ biến đổi góc quay – góc pha. Lấy điện áp điều pha làm tín hiệu phản hồi có thể tạo nó thành hệ thống tùy động điều khiển góc pha.

Nếu muốn kiểm tra sai số góc giữa trục cho trước với trục cơ cấu chấp hành, cũng giống như sensin, dùng một cặp bộ biến áp quay, nối liền trục cho trước với bộ phát tín hiệu biến áp quay BRF, nối trục cơ cấu chấp hành với bộ nhận tín hiệu biến áp quay BRT. Cách nối dây như trên hình 6.10.



Hình 6.9. Bộ biến áp quay

Đặt điện áp kích từ xoay chiều u_f lên một cuộn dây bất kỳ của rotor BRF (chẳng hạn là R_{2f}), còn cuộn dây kia được nối ngắn mạch hoặc nối tiếp với một điện trở xác định làm nhiệm vụ bù. Từ thông thành phần Φ_{1f} , Φ_{2f} trong các cuộn dây S_{1f} , S_{2f} của từ thông kích từ Φ_f gây nên các sức điện động cảm ứng sẽ tạo ra dòng điện chạy vào các cuộn dây S_{11} và S_{21} của stator bộ nhận tín BRT. Hai dòng điện này lại sinh ra từ thông Φ_{11} , Φ_{21} trong bộ nhận tín, chúng hợp thành từ thông Φ_t . Nếu vị trí rotor của hai biến áp quay đồng nhất, thì từ thông Φ_t sẽ song song với cuộn dây R_{21} của rotor bộ nhận tín, sức điện động cảm ứng trong R_{21} sẽ cực đại. Khi R_{21} và Φ_t tồn tại sai số góc $\Delta\theta$, điện áp đầu ra tỷ lệ thuận với $\cos\Delta\theta$, lúc đó đầu ra là sóng điều biên, với giá trị biên điện áp là :

$$U_{brm} = kU_{fm} \cos\Delta\theta$$

trong đó k là hệ số biến đổi giữa các biến áp quay bộ nhận tín và bộ phát tín.

Khi lắp đặt, nếu trước đó đã cài sẵn cho rotor bộ nhận tín quay đi một góc 90° thì giá trị biên điện áp đầu ra U_{brm} có thể viết thành:

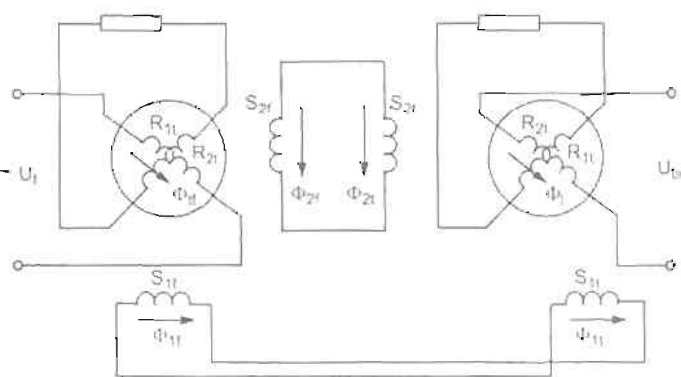
$$U_{brm} = kU_{fm} \cos(\Delta\theta - 90^\circ) = kU_{fm} \sin\Delta\theta \quad (6.4)$$

Như vậy, U_{brm} có thể phản ánh cực tính của sai số góc, và có hệ thức tương tự như điện áp đầu ra của sensin.

Độ chính xác của bộ biến áp quay được đánh giá chủ yếu bởi sai số hàm số và sai số vị trí 0. Sai số hàm số biểu thị tỷ số giá trị chênh lệch cực đại của đồ thị điện áp đầu ra và đường cong hình sin với giá trị biên độ điện áp kU_{fm} , độ chính xác của bộ biến áp quay phân thành 4 cấp là 0, I, II và III, sai số hàm số thường ở trong khoảng $\pm 0,05\% \div \pm 0,34\%$. Sai số điểm 0 biểu thị sai số điểm 0 lý thuyết và vị trí giá trị cực tiểu của điện áp thực tế, thường nằm trong khoảng $3' \div 18'$. Từ những số liệu trên đây có thể thấy, độ chính xác của bộ biến áp quay cao hơn của sensin, vì thế trong hệ thống tùy động kiểu số độ chính xác cao thường dùng nó làm linh kiện đo góc. Nếu muốn nâng cao thêm độ chính xác đo kiểm còn có thể dùng nguyên lý ghép nối một bộ đo thô, một bộ đo tinh để tạo thành hệ thống đo kiểm.

6.2.3. Bộ đồng bộ cảm ứng (BIS)

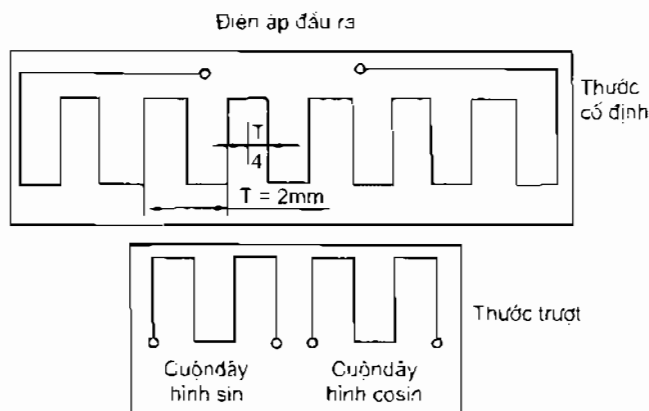
Nguyên lý làm việc của bộ đồng bộ cảm ứng giống như bộ biến áp quay. Nó có hai loại cấu trúc, một loại dùng để đo chuyển vị góc và gọi là bộ đồng bộ cảm ứng tròn xoay; còn một loại dùng để đo chuyển vị dài và gọi là bộ đồng bộ cảm ứng đường thẳng. Một ví dụ điển hình về sự ứng dụng của loại đo chuyển vị góc là bộ hiển thị số và định vị chính xác dùng trong mâm quay máy công cụ (như máy tiện đứng); ứng dụng điển hình của loại đo chuyển vị dài là hệ thống đo kiểm vị trí bàn dao chuyển động tịnh tiến ở máy công cụ. Sau đây chỉ giới thiệu sơ lược về cấu trúc và nguyên lý



Hình 6.10. Thiết bị đo kiểm sai số góc do biến áp quay tạo thành

làm việc của bộ đồng bộ cảm ứng đường thẳng thường dùng trong thực tế.

Bộ cảm ứng đồng bộ kiểu đường thẳng do hai linh kiện phối đôi cảm ứng tạo thành. Một (sơ cấp) là thước cố định, hai (thứ cấp) là thước trượt. Cặp thước trượt và thước cố định tương tự như rotor và stator trong bộ biến áp quay, nhưng có điểm khác là chuyển động tương đối ở đây là chuyển động thẳng; thông thường thước cố định lắp đặt trên thân máy hoặc trên bộ phận cố định với thân



Hình 6.11. Bộ đồng bộ cảm ứng kiểu đường thẳng

máy, còn thước trượt lắp trên bàn xe dao hoặc trên bộ phận có chuyển động tương đối với thân máy. Khe hở giữa thước trượt và thước cố định rất nhỏ ($0.25 \pm 0.05\text{mm}$). Trên thước cố định được khắc chia rất tinh tế bằng mạch in tạo thành một bộ cuộn dây, tương đương với cuộn dây đầu ra của bộ biến áp quay. Trên thước trượt khắc hai bộ cuộn dây, một bộ gọi là bộ dây hình sin, còn bộ kia gọi là bộ dây hình cosin. Khi một trong hai bộ đó trùng khít với cuộn dây trên thước cố định, thì bộ kia sẽ ở cách $\frac{1}{4}$ bước (khoảng cách khắc độ), nghĩa là cách nhau 90° góc độ điện (hình 6.11). Theo trạng thái làm việc, có thể chia bộ đồng bộ cảm ứng thành hai loại là loại nhận biết pha và loại nhận biết biên độ. Nếu muốn để bộ đồng bộ cảm ứng làm việc ở trạng thái nhận biết pha, chỉ cần cấp cho hai cuộn dây kích từ của thước trượt điện áp kích từ hình sin có giá trị biên độ bằng nhau, cùng tần số nhưng lệch pha 90° . Lúc này, với phương pháp phân tích tương tự như ở bộ biến áp quay, có thể tìm ra được điện áp cảm ứng trên cuộn dây thước cố định là:

$$u_{bis}(t) = mU_m \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi x}{T}\right) \quad (6.5)$$

trong đó: x là chuyển vị cơ học; T là bước cuộn dây, ý nghĩa của nó cũng tương tự như bước quấn trong máy điện thông thường, nó được tiêu chuẩn hoá và tùy tiêu chuẩn từng nước, ví dụ ở Trung Quốc lấy bằng 2mm.

Công thức (6.5) chứng tỏ: Giá trị biên độ điện áp đầu ra cảm ứng trên cuộn dây thước cố định của bộ đồng bộ cảm ứng không thay đổi theo vị trí, với biên độ điện áp kích từ không thay đổi, thì giá trị biên độ của điện áp ra sẽ là hằng số, còn góc pha tỷ lệ thuận với chuyển vị cơ học của thước trượt, cứ cách nhau một bước lại lặp lại một lần. Bộ đồng bộ cảm ứng ở trạng thái này trên thực tế là một bộ biến đổi góc quay – pha.

Nếu muốn cho bộ đồng bộ cảm ứng làm việc ở trạng thái nhận biết biên độ thì phải cấp điện áp kích từ $U_f \sin \omega_0 t$ cho cuộn dây thước cố định. Lúc này trong cuộn dây của thước động sẽ sinh ra sức điện động cảm ứng:

$$u_A(t) = m \cdot U_f \cos \frac{2\pi x}{T} \sin \omega_0 t$$

$$u_B(t) = m U_I \sin \frac{2\pi x}{T} \sin \omega_0 t$$

Dem $u_A(t)$ nối vào bộ biến đổi hàm số sin, làm cho điện áp đầu ra theo sự điều chế của chuyển vị X cho trước thành dạng $m' U_I \cos \frac{2\pi x}{T} \sin \frac{2\pi X}{T} \sin \omega_0 t$, sau đó lấy $u_B(t)$ nối với bộ biến đổi hàm cosin, làm cho đầu ra biến thành $m' U_I \sin \frac{2\pi x}{T} \cos \frac{2\pi X}{T} \sin \omega_0 t$. Sau đó lấy hai tín hiệu này trừ cho nhau làm tín hiệu đầu ra để điều khiển, sẽ có:

$$\begin{aligned} u_{\text{bss}}(t) &= m' U_I \sin \omega_0 t \left(\sin \frac{2\pi x}{T} \cos \frac{2\pi X}{T} - \sin \frac{2\pi x}{T} \cos \frac{2\pi X}{T} \right) \\ &= m' U_I \sin \frac{2\pi}{T} (X - x) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (6.6)$$

Từ biểu thức trên có thể thấy biên độ điện áp đầu ra được điều biến theo $(X - x)$, lúc hệ thống vận hành ở giá trị sai số bằng 0 (góc quay tương đối của giá trị sai số nằm trong phạm vi 2π) điện áp đầu ra cũng bằng không.

Hệ thống tự động đo hai trạng thái làm việc của bộ đồng bộ cảm ứng tạo nên đều có thể đạt độ chính xác rất cao, đó là vì điện áp cảm ứng đầu ra do chuyển động tương đối giữa thước trượt và thước cố định trực tiếp sinh ra, không qua một cơ cấu trung gian nào. Vì vậy độ chính xác đo lường hoàn toàn phụ thuộc vào độ chính xác của bản thân bộ đồng bộ cảm ứng. Bộ đồng bộ cảm ứng thường được chế khắc bằng quang học bởi những thiết bị tinh vi chuyên dùng, với độ chính xác rất cao ($1\mu\text{m}$). Độ chính xác của bộ đồng bộ cảm ứng tròn xoay đạt cỡ giây ($''$), trong phạm vi $0,5'' \div 1,2''$ còn bộ biến áp quay chỉ đạt cấp chính xác phút ($'$).

6.2.4. Đĩa mã quang điện

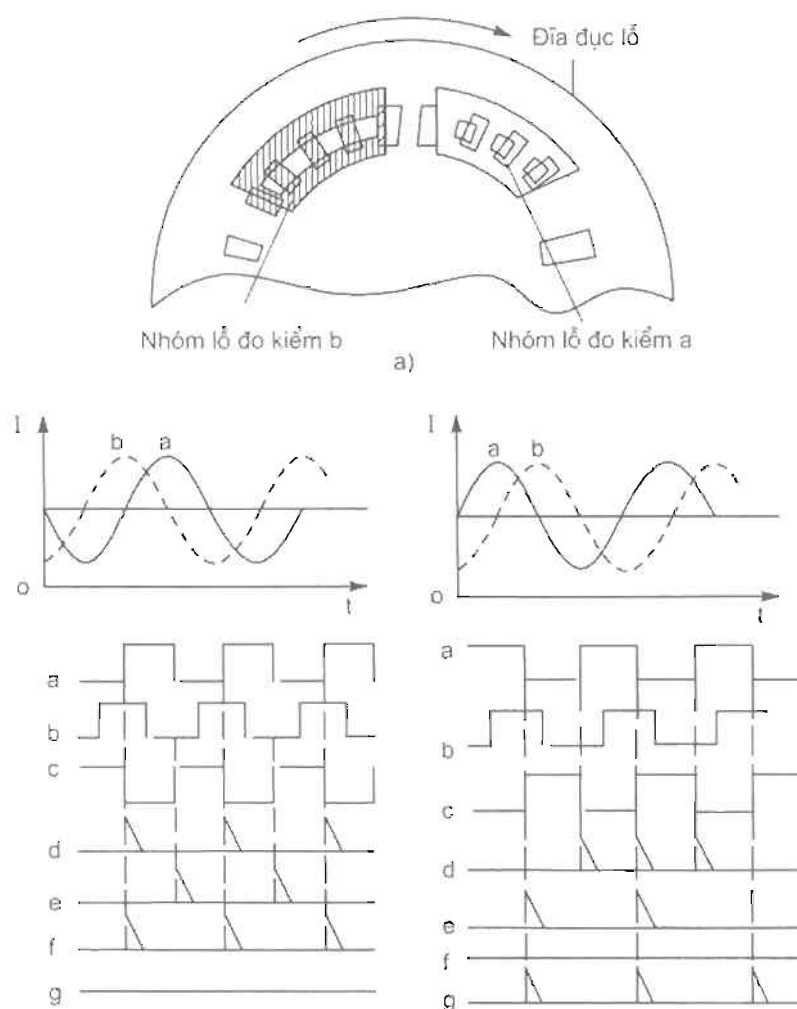
Đĩa mã quang điện có thể trực tiếp chuyển đổi chuyển vị góc thành tín hiệu số, nó là một thiết bị mã hóa trực tiếp. Cũng giống như bộ biến áp quay, nó thường dùng trong hệ thống mạch vòng kín lắp trên trục quay của máy công cụ điều khiển số. Theo nguyên lý mã hóa phân thành hai loại là kiểu gia số và kiểu trị tuyệt đối.

6.2.4.1. Đĩa mã kiểu gia số

Đĩa mã gia số thực chất là kết hợp của bộ phát xung quang điện và máy đếm đảo chiều. Trên đĩa tròn bộ phát xung quang điện có khắc các rãnh nhỏ ở khoảng cách bằng nhau, ngoài ra còn có hai tập hợp rãnh nhỏ đo kiểm a , b , (như trên hình 6.12a), với khoảng cách như trên, nhưng hai nhóm khe hở đo kiểm này lệch $\frac{1}{4}$ bước so với vị trí tương ứng của khe hở trên đĩa tròn, mục đích là để tạo ra góc lệch pha 90° giữa hai tín hiệu đầu ra của hai bộ biến đổi quang điện a , b . Trục của đĩa tròn và trục đo nối với nhau, còn hai nhóm khe hở đo kiểm thì đứng yên. Khi quay trục đo, hai bộ biến đổi quang điện sẽ tạo thành sóng gần như hình sin lệch pha nhau 90° , như trên hình 6.12b. Sau khi xử lý bằng mạch điện một cách khá đơn giản có thể nhận được tín hiệu xung tương ứng. Khi đĩa tròn quay theo chiều thuận (trong hình vẽ là chiều mũi tên), tín hiệu b vượt trước tín hiệu a một góc 90° , đầu ra của mạch điện logic f đưa ra tín

hiệu xung: lúc đĩa tròn quay chiều ngược thì tín hiệu a vượt trước tín hiệu b một góc 90° , mạch điện logic g đưa ra tín hiệu xung ngược.

Nếu đưa những tín hiệu này vào máy đếm đảo chiều tiến hành tính toán thông kê là có thể đo được góc quay của trục.



Hình 6.12. Đĩa mã quang điện kiểu gia số

a) Lỗ sắt từ đối ứng với cả khối đĩa tròn; b) Lỗ sắt từ đối ứng với vùng khuyết của đĩa tròn; c) Đĩa tròn và linh kiện đo kiểm

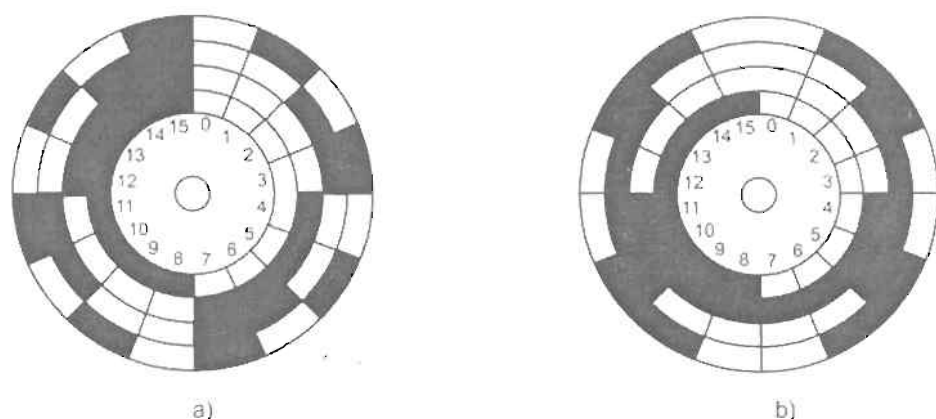
6.2.4.2. Đĩa mã kiểu trị tuyệt đối

Đĩa mã kiểu trị tuyệt đối biểu thị vị trí của trục nhờ vào đọc hình vẽ đĩa mã lắp trên trục. Cách mã hoá thường dùng chế độ mã nhị phân, hoặc chế độ nhị nhất thập (mã BCD) hoặc mã tuần hoàn.

1. Đĩa mã nhị phân

Trong đĩa mã nhị phân, tầng ngoài cùng là vị số thấp nhất, tầng trong cùng vị số cao nhất. Từ ngoài vào trong, chế khắc theo chế độ nhị phân, như trên hình 6.13a. Số mã hoá và vị trí của trục được đối chiếu trong bảng 6.1. Lúc đĩa mã quay, có thể xảy

ra tình trạng thay đổi đồng thời nhiều hơn hai vị số, dẫn tới có thể xảy ra “sai số thô”, chẳng hạn, khi từ mã số 0111 (số 7 trong hệ thập phân) chuyển sang 1000 (số 8 trong hệ thập phân), bởi vì bóng quang trở có thể sắp xếp không đều hoặc đặc tính chế tạo không giống nhau, có thể làm sai lệch vị số cao, vốn là số 1000 biến thành số 0000, sai lệch là 8 đơn vị. Để khắc phục nhược điểm này, trong chế độ nhị phân hoặc chế độ nhị nhất thập (mã BCD), trừ vùng vị số thấp nhất ra, các vùng khác đều phải “đọc chọn số” theo hai dãy bóng quang trở. Lúc vị số thấp nhất chuyển từ “1” sang “0”, cần tiến vị số, đọc bóng quang trở vượt trước, lúc từ “0” chuyển sang “1”, không cần tiến vị số, đọc bóng quang trở chậm sau. Lúc này trừ vùng vị số thấp nhất, cách đọc các số có vị số đối ứng với nó là không đổi.



Hình 6.13. Đĩa mã quang điện trị tuyệt đối
a) Đĩa mã chế độ nhị phân; b) Đĩa mã chế độ tuần hoàn.

2. Đĩa mã tuần hoàn

Đặc điểm của đĩa mã tuần hoàn là giữa hai cánh quạt liên kế chỉ có một mã số thay đổi, vì vậy lúc đọc số khác chỉ có một bóng quang trở xuất hiện ở vùng giao nhau. Dù có bị đọc nhầm cũng chỉ nhầm số đơn vị nhỏ nhất, không thể phát sinh sai số lớn. Ngoài ra, độ rộng vị số thấp nhất mã số tuần hoàn rộng gấp đôi so với chế độ thập phân, đây cũng là ưu điểm của nó. Nhược điểm của nó là không thể làm các phép tính toán trực tiếp như ở chế độ nhị phân, trước khi tính toán cần phải thông qua mạch điện chuyển đổi sang chế độ nhị phân. Đĩa mã tuần hoàn như trên hình 6.13b, bảng đối chiếu vị trí của trục và mã số trong bảng 6.1.

Tỷ suất phân biệt của đĩa mã nhị phân quang điện là $\frac{360}{N}$, đối với đĩa mã giá số N là tổng ghi được khi quay một vòng. Đối với đĩa mã giá trị tuyệt đối, $N = 2^n$, n là vị số của chữ đầu ra. Tỷ suất phân biệt đĩa mã với sự kết hợp phần đọc thô và đọc tinh đã đạt tới $\frac{1}{2^{20}}$. Nếu đĩa mã chế tạo hết sức tinh vi thì độ chính xác mã vạch có thể đạt tới mức lượng hóa được sai số. Như vậy, dùng đĩa mã quang điện để đo kiểm vị trí là có thể nâng cao độ chính xác lên rất nhiều.

Bảng 6.1. Bảng đối chiếu vị trí trục đĩa mã quang điện và mã số

Vị trí trục	Mã nhị phân	Mã tuần hoàn	Vị trí trục	Mã nhị phân	Mã tuần hoàn
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001

6.3. HỆ THỐNG TỰ ĐỘNG VỊ TRÍ SENSIN VÀ PHƯƠNG PHÁP THIẾT KẾ

Trong tiết mục 6.1, đã từng phân tích hệ thống tự động vị trí dùng bộ chiết áp làm cảm biến góc quay. Sau đây lấy ví dụ điển hình cho chương này là hệ thống tự động vị trí sử dụng sensin làm thiết bị đo kiểm vị trí để nghiên cứu mô hình toán học, phân tích sai số trạng thái ổn định và thiết kế hiệu chỉnh trạng thái động của hệ thống tự động vị trí.

6.3.1. Cấu tạo và mô hình toán học của hệ thống tự động vị trí sensin

Sơ đồ nguyên lý hệ thống tự động vị trí của sensin như trên hình 6.14. Từ công thức (6.2) ta thấy, biên độ điện áp xoay chiều:

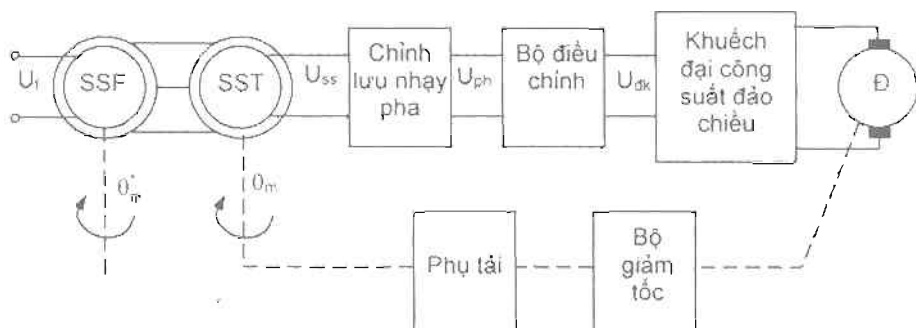
$$U_{ss} = U_{ssm} \sin(\theta_m^* - \theta_m) \quad (6.7)$$

trong đó: U_{ssm} là giá trị cực đại của điện áp hình sin đầu ra hệ thống sensin;

θ_m^* là góc quay cơ học của sensin phát (máy phát tin);

θ_m là góc quay cơ học của sensin thu (máy nhận tin).

Khi $\theta_m^* > \theta_m$, U_{ss} lấy giá trị dương, khi $\theta_m^* < \theta_m$, U_{ss} lấy giá trị âm.



Hình 6.14. Hệ thống tự động vị trí sensin

Với mục đích dựa vào giá trị dương của U_{ss} để điều khiển động cơ chấp hành chuyển động theo chiều loại bỏ sai số góc, điện áp đầu ra của sensin trước tiên phải thông qua bộ khuếch đại nhảy pha để nhận biết cực tính của sai số góc, sau lại đi qua khâu khuếch đại công suất làm tăng công suất của tín hiệu để có thể làm quay động cơ chấp hành. Ngoài ra, để cho hệ thống ổn định và giữ được chất lượng trạng thái động cần thiết, xen giữa bộ khuếch đại nhảy pha và bộ khuếch đại công suất còn phải cài đặt

thêm các thiết bị hiệu chỉnh. Giữa động cơ chấp hành và phụ tải còn có bộ giảm tốc, như vậy là có thể nhận được một hệ thống tùy động vị trí sensin khá hoàn chỉnh.

Sau đây sẽ giới thiệu sơ lược nguyên lý làm việc và hàm số truyền của các bộ phận chủ yếu của hệ thống này.

6.3.1.1. Sensin

Mục 6.2 đã trình bày về sensin dùng phát và thu tín hiệu với sơ đồ nguyên lý của nó, ở đây sẽ không nhắc lại, nhưng sẽ phân tích hàm số truyền của nó.

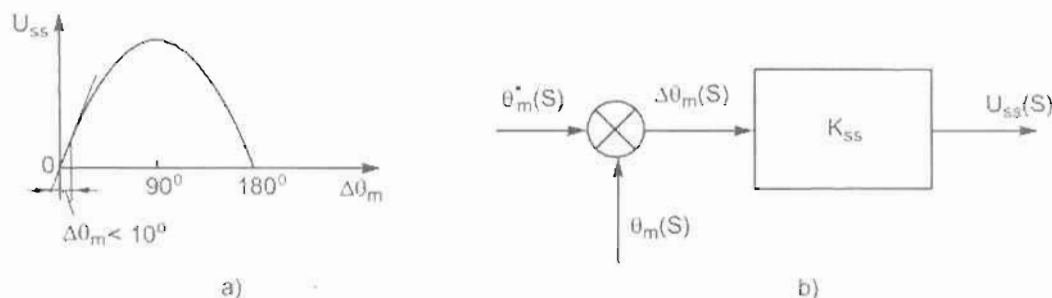
Từ công thức (6.7), với giá trị biên độ điện áp đầu ra của sensin:

$$U_{ss} = U_{ssm} \sin(\theta_m^* - \theta_m)$$

chứng tỏ giá trị biên độ điện áp đầu ra có quan hệ hàm số sin đối với sai số góc $\Delta\theta_m$. Khi $|\Delta\theta_m| \leq 10^\circ$, $\sin\Delta\theta_m \approx \Delta\theta_m$ (rad), vì thế có thể viết $U_{ss} \approx U_{ssm}\Delta\theta_m$, nghĩa là biên độ điện áp đầu ra U_{ss} có thể coi như tỷ lệ thuận với sai số góc $\Delta\theta_m$, xem hình 6.15a. Vì thế hàm số truyền của nó là khâu tỷ lệ (hình 6.15b), hệ số khuếch đại là:

$$K_{ss} = \frac{U_{ss}}{\Delta\theta_m} \approx U_{ssm|\Delta\theta_m \leq 10^\circ} \text{ (V/rad)} = \frac{U_{ssm}}{57,3} \text{ (V/}^\circ\text{)} \quad (6.8)$$

thông thường trong vùng $|\Delta\theta_m| \leq 10^\circ$, có thể coi K_{ss} là hằng số, và thường chọn trong phạm vi: $K_{ss} = 0,6 \div 1,2 \text{ V/}^\circ\text{}$.



Hình 6.15. Khâu đo kiểm sai số góc bằng sensin

a) Quan hệ giữa biên độ điện áp đầu ra với $\Delta\theta_m$; b) Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của sensin

6.3.1.2. Nguyên lý làm việc và hàm số truyền của bộ chỉnh lưu nhạy pha

Chức năng của bộ chỉnh lưu nhạy pha (còn gọi là khuếch đại nhạy pha) là chuyển đổi điện áp xoay chiều thành điện áp một chiều tỷ lệ thuận với biên độ điện áp xoay chiều, đồng thời có cực tính của nó thích ứng với góc pha của điện áp xoay chiều đầu vào. Bây giờ hãy lấy một ví dụ đơn giản nhất là bộ chỉnh lưu nhạy pha diôt. Mạch điện nguyên lý của bộ chỉnh lưu này như hình 6.16a. Trong đó tín hiệu u_{ss} lấy từ đầu ra của bộ sensin được đặt vào cuộn sơ cấp của máy biến áp, điện áp thứ cấp của nó là u_{ss1} và u_{ss2} , điện áp nguồn phụ trợ u_s là một điện áp xoay chiều cùng tần số và trùng pha với u_{ss} khi $\Delta\theta_m > 0$, thường chọn biên độ u_s lớn hơn giá trị cực đại biên độ của u_{ss1} , u_{ss2} . Khi xuất hiện sai số góc $\Delta\theta_m > 0$, thì u_{ss} và u_{ss1} trùng pha với u_s , trong nửa chu kỳ dương của u_s thì điện áp trên tụ C_1 là tổng của hai điện áp trên:

$$u_1 = u_s + u_{ss1}$$

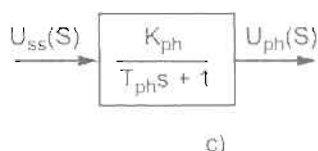
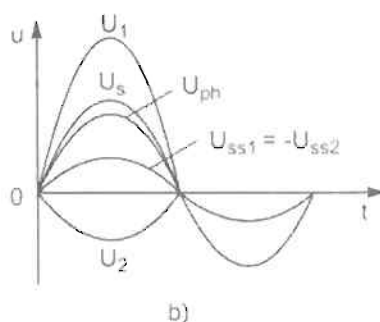
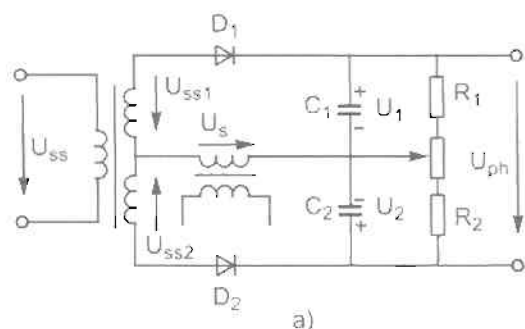
còn điện áp trên tụ C_2 là tổng của u_s và u_{ss2} nghĩa là:

$$u_2 = u_s + u_{ss2}$$

Lượng đầu ra tổng cộng ở bộ chỉnh lưu nhạy pha là:

$$u_{ph} = u_1 - u_2 = u_{ss1} - u_{ss2} = 2u_{ss1}$$

Trong giai đoạn nửa chu kỳ âm, nhờ vào tụ C_1 phóng điện để duy trì điện áp u_{ph} có một trị số nhất định. Vì thế cực tính của điện áp đầu ra u_{ph} là trên dương dưới âm, nghĩa là u_{ph} dương.



Hình 6.16. Bộ chỉnh lưu nhạy pha dùng diốt

a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đồ thị điện áp;

c) Cấu trúc trạng thái động

Khi $\Delta\theta_m < 0$, trong nửa chu kỳ dương của u_s thì u_{ss} âm nên u_s ngược pha với u_{ss1} và trùng pha với u_{ss2} , điện áp trên tụ C_1 là: $u_1 = u_s - |u_{ss1}|$

còn điện áp trên tụ C_2 là: $u_2 = u_s + |u_{ss2}| = u_s + |u_{ss1}|$

$$u_{ph} = u_1 - u_2 = -(|u_{ss1}| + |u_{ss2}|) = -2|u_{ss1}|$$

tức là lúc này điện áp u_{ph} mang giá trị âm. Trong giai đoạn nửa chu kỳ âm của u_s , sự phóng điện của tụ C_2 đảm bảo duy trì một giá trị nhất định của u_{ph} .

Từ phân tích ở trên có thể thấy, thành phần một chiều điện áp u_{ph} của đầu ra bộ chỉnh lưu nhạy pha tỷ lệ với điện áp đầu vào, đồng thời cực tính của nó thay đổi theo cực tính của sai số góc $\Delta\theta_m$.

Công thức biểu thị hàm số truyền của bộ chỉnh lưu nhạy pha trên hình 6.16c là:

$$W_{ph}(s) = \frac{K_{ph}}{T_{ph}s + 1} \quad (6.9)$$

trong đó K_{ph} là hệ số khuếch đại của bộ chỉnh lưu nhạy pha; còn T_{ph} là hằng số thời gian, và: $T_{ph} = R_1 C_1$.

Nhược điểm của bộ chỉnh lưu nhạy pha bằng diốt là mức độ đập mạch khá lớn của đồ thị điện áp đầu ra, có thể thay đổi bằng cách dùng bộ chỉnh lưu nhạy pha toàn chu kỳ hoặc bộ chỉnh lưu dùng transistor.

6.3.1.3. Bộ khuếch đại công suất đảo chiều

Đối với hệ thống tùy động công suất lớn, bộ khuếch đại công suất thường dùng bộ chỉnh lưu tiristor đảo chiều, đối với hệ thống tùy động công suất nhỏ thường dùng bộ

điều chỉnh độ rộng xung PWM. Mạch điện cụ thể của nó đã được nghiên cứu ở phần trước. Nếu dùng mạch điện chỉnh lưu tiristor, thì hàm số truyền của nó là:

$$\frac{K_b}{\tau s + 1}$$

6.3.1.4. Cơ cấu chấp hành

Động cơ chấp hành có thể là động cơ một chiều kiểu server (động cơ bám) hoặc động cơ không đồng bộ hai pha, khi có yêu cầu cao về chất lượng động có thể dùng động cơ một chiều quán tính nhỏ hoặc động cơ mômen điều tốc rộng. Nếu dùng động cơ server một chiều hàm số truyền của nó vẫn được biểu thị bằng một khâu cấp II:

$$\frac{1/C_e}{T_m T_e s^2 + T_m s + 1}$$

Do trong hệ thống tủy động thường không sử dụng bộ điện kháng san bằng nổi tiếp, vì thế hằng số thời gian điện từ T_e sẽ rất nhỏ, nên hàm số truyền gần đúng:

$$\frac{1/C_e}{T_m s + 1}$$

6.3.1.5. Bộ giảm tốc

Bộ giảm tốc có ảnh hưởng rất lớn tới khả năng làm việc của hệ thống tủy động. Lựa chọn và phân phối tỷ số truyền của bộ giảm tốc ảnh hưởng tới mômen quán tính, độ nhạy của hệ thống.

Xét tới lượng đầu vào của bộ giảm tốc, tốc độ quay của động cơ chấp hành có đơn vị đo là vg/phut, còn đầu ra là góc quay cơ học θ_m (°), đơn vị đo thời gian là sec (giây).

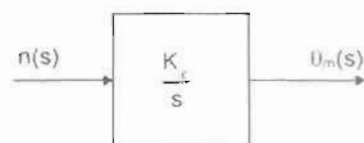
$$\theta_m = \int_i^n \frac{360}{60} dt = \frac{6}{i} \int_i^n dt$$

Biến đổi Laplace cho biểu thức trên: $\theta_m(s) = \frac{6}{is} n(s)$

Hàm số truyền của bộ giảm tốc: $W_g(s) = \frac{6}{is} = \frac{K_g}{s}$ (6.10)

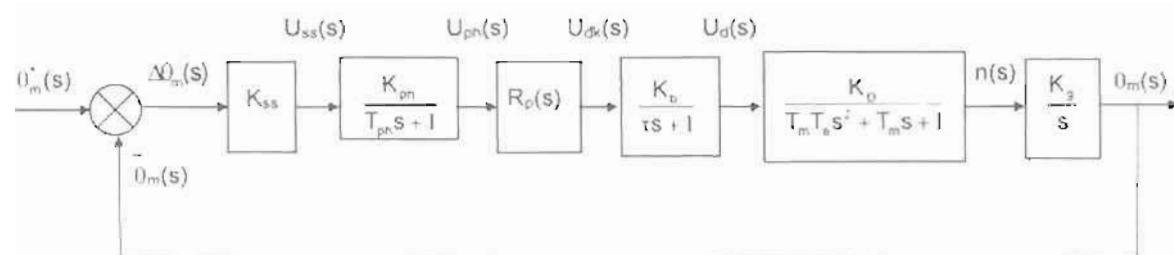
trong đó: i là tỷ số truyền; $K_g = \frac{6}{i}$ là hệ số khuếch đại của bộ giảm tốc.

Như vậy, quan hệ giữa tốc độ quay và góc quay đã được bao hàm trong cùng một biểu thức, bộ giảm tốc có thể làm thành một khâu tích phân: sơ đồ cấu trúc trạng thái động của nó được biểu diễn trên hình 6.17.



Hình 6.17. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động bộ giảm tốc

Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của toàn bộ hệ thống tủy động vị trí sensin được mô tả trên hình 6.18, trong đó R_p là bộ điều chỉnh vị trí. Cách thiết kế nó cùng các tham số của nó sẽ được trình bày cụ thể ở phần sau.



Hình 6.18. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động hệ thống tùy động vị trí sensin

6.3.2. Phân tích sai số trạng thái ổn định và tính toán tham số hệ thống tùy động vị trí

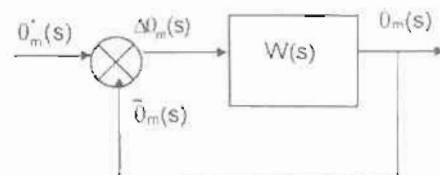
Khi hệ thống tùy động vị trí làm việc, cần đại lượng đầu vào tái hiện ở đầu ra, nghĩa là yêu cầu hệ thống có khả năng bám chính xác ở trạng thái ổn định, sai số vị trí càng nhỏ càng tốt. Các máy công nghệ khác nhau đòi hỏi độ chính xác khác nhau. Ví dụ độ chính xác của hệ thống tùy động vị trí dùng trong cơ cấu ép trục cán ở máy cán tấm mỏng phải đạt tới $\leq 0,01$ mm, còn trong hệ thống tùy động vị trí radar của cao xạ pháo, yêu cầu mức nhắm trúng mục tiêu phải đạt $\leq 0,12^\circ$. Nếu không được như trên thì sản phẩm cán sẽ bị loại, đạn của súng cao xạ bắn không trúng mục tiêu. Vì vậy, phân tích sai số trạng thái ổn định của hệ thống tùy động là rất quan trọng. Nhân tố ảnh hưởng tới độ chính xác ổn định của hệ thống tùy động vị trí gây ra sai số bao gồm: sai số chi tiết đo kiểm, sai số nguyên lý do cấu trúc hệ thống và tín hiệu đầu vào, sai số nhiễu do nhiễu của phụ tải gây ra.

6.3.2.1. Sai số đo kiểm

Bảng 6.2. Phạm vi sai số các loại linh kiện đo kiểm

Linh kiện đo kiểm vị trí	Phạm vi sai số
Chiết áp	vài độ ($^\circ$)
Máy tự chỉnh góc (bộ sensin)	$\leq 1^\circ$
Biến áp quay	vài phút ($'$)
Bộ đồng bộ cảm ứng kiểu quay	vài giây ($''$)
Bộ đồng bộ cảm ứng kiểu trượt	vài μ m
Đĩa mã quang điện	360/N

Sai số đo kiểm phụ thuộc vào độ chính xác của bản thân linh kiện đo kiểm. Linh kiện đo kiểm thường dùng trong hệ thống tùy động vị trí như sensin, bộ biến áp quay, bộ đồng bộ cảm ứng đều có độ chính xác nhất định. Độ chính xác của hệ thống không thể cao hơn độ chính xác của các linh kiện đo kiểm dùng trong hệ thống. Sai số đo kiểm là bộ phận chủ yếu của sai số trạng thái ổn định của hệ thống. Để tiện tham khảo sử dụng, trong bảng 6.2 đã liệt kê phạm vi sai số các loại linh kiện đo kiểm thường dùng.



Hình 6.19. Cấu trúc hệ thống tùy động

6.3.2.2. Sai số nguyên lý (hay còn gọi là sai số hệ thống)

Sai số nguyên lý là do cấu trúc bản thân hệ thống, hoặc do đặc trưng tham số của hệ thống, hoặc do dạng của tín hiệu đầu vào. Có thể hiểu thực chất vấn đề này như sau:

Từ hình 6.18 có thể thấy, hàm số truyền vòng hở của hệ thống tùy động vị trí sensin viết dưới dạng:

$$W(s) = \frac{K_{dt}}{sD(s)} W_{R_r}(s)$$

Nếu dùng bộ điều chỉnh P thì:
$$W(s) = \frac{KN(s)}{sD(s)} \quad (6.11a)$$

trong đó $N(s)$, $D(s)$ là các đa thức hệ số hằng. Như vậy, $W(s)$ là hệ thống loại I.
Nếu dùng bộ điều chỉnh PI hoặc PID thì:

$$W(s) = \frac{KN(s)}{s^2D(s)} \quad (6.11b)$$

khi đó, $W(s)$ là hệ thống loại II.

Trên đây là hai loại cấu trúc hệ thống thường dùng của hàm số truyền mạch hở trong hệ thống tùy động vị trí, và thống nhất dùng hình 6.19 để thể hiện tình trạng làm việc của hệ thống cấu trúc mạch vòng kín.

Sai số nguyên lý biểu thị bằng $\Delta\theta_m$ hoặc e_s . Biến đổi Laplace đối với sai số:

$$E_s(s) = \theta_m^*(s) - \theta_m(s) = \theta_m^*(s) - \frac{W(s)}{1+W(s)} \theta_m^*(s) = \theta_m^*(s) \frac{1}{1+W(s)} \quad (6.12)$$

Công thức (6.12) đã thể hiện sai số hệ thống quan hệ chặt chẽ với tín hiệu đầu vào $\theta_m^*(s)$, đồng thời cũng quan hệ tới hàm số truyền $W(s)$ của bản thân hệ thống, tức là dạng cấu trúc hệ thống. Với trạng thái cấu trúc hệ thống đã định, tín hiệu đầu vào sẽ là yếu tố chủ yếu ảnh hưởng tới sai số hệ thống.

1. Tín hiệu đầu vào điển hình

Tín hiệu đầu vào hệ thống tùy động thường có ba dạng:

a) Đầu vào là tín hiệu vị trí nhảy cấp (tức là đầu vào là vị trí)

Tín hiệu đầu vào vị trí như trên hình 6.20a. Đây là tín hiệu cho trước của máy công cụ điều khiển số, cơ cấu ép trục cán; vị trí cần điều khiển là những vị trí điển hình. Tín hiệu vào của vị trí viết thành dạng $\theta_m^* = |\theta_m^*| \cdot 1(t)$, tham số đặc trưng là giá trị biên của tín hiệu.

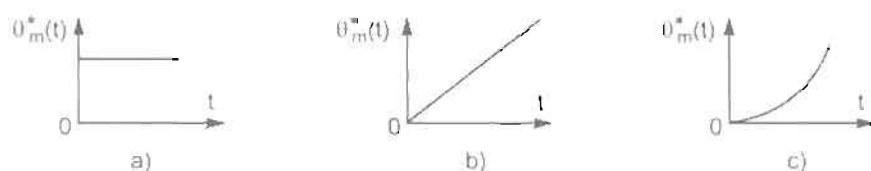
b) Đầu vào là tín hiệu tăng tuyến tính (hay còn gọi là tín hiệu tốc độ)

Tín hiệu đầu vào là tín hiệu tốc độ như trên hình 6.20b. Ví dụ tín hiệu vào của hệ thống tùy động của máy cất bay bố trí phía sau máy cán liên tục, cơ cấu xọc đường thẳng của máy công cụ điều khiển số. Công thức biểu diễn tín hiệu đầu vào tốc độ được viết thành $\theta_m^* = At$. Tham số đặc trưng là tốc độ thay đổi A của tín hiệu.

c) Đầu vào là đường parabol (tức là đầu vào gia tốc)

Tín hiệu đầu vào là tín hiệu gia tốc như trên hình 5 – 20c. Khi hệ thống tùy động của radar pháo bám đuổi mục tiêu, tín hiệu vào có thể coi như ở dạng gia tốc. Công

thực biểu thị tín hiệu gia tốc được viết dưới dạng $\theta_m^* = Bt^2$. Tham số đặc trưng là gia tốc B của sự thay đổi tín hiệu.



Hình 6.20. Các dạng tín hiệu vào điển hình
a) Đầu vào là vị trí; b) Đầu vào là vận tốc; c) Đầu vào là gia tốc

2. Sai số nguyên lý của hệ thống loại I

Sau đây sẽ phân tích sai số nguyên lý của hệ thống điển hình loại I: Dưới tác dụng của các loại tín hiệu vào điển hình, với hình 6.19, với hàm số truyền của hệ thống loại I là:

$$W(s) = \frac{KN(s)}{sD(s)}$$

a) Tín hiệu đầu vào là hàm bước nhảy đơn vị

Biến đổi Laplace cho đầu vào vị trí đơn vị là: $\theta_m^*(s) = \frac{1}{s}$

Sai số nguyên lý của nó là: $E_s(s) = \theta_m^*(s) \frac{1}{1+W(s)} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{sD(s)}}$

Dùng định lý giá trị cuối của phép biến đổi Laplace, tìm được sai số hệ thống của hệ thống loại I là:

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} sE_s(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sD(s)}{sD(s) + KN(s)} = 0$$

Biểu thức trên chứng tỏ với tín hiệu vào vị trí, sai số hệ thống ở trạng thái ổn định của hệ thống điển hình loại I là bằng 0. Ý nghĩa vật lý của nó là trong hệ thống tự động giữa vận tốc đến chuyển vị là một khâu tích phân, chỉ cần $\Delta\theta_m \neq 0$ là có điện áp điều khiển u_{dk} và điện áp chỉnh lưu U_d là động cơ phải quay, khi bỏ qua phụ tải trên trục động cơ, động cơ sẽ quay cho đến khi điện áp chênh lệch bằng 0 mới thôi, vì vậy sai số nguyên lý trạng thái ổn định là 0.

b) Tín hiệu đầu vào tỷ lệ thuận với thời gian

Biến đổi Laplace cho đầu vào vận tốc là: $\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^2}$

Sai số nguyên lý của nó là:

$$e_{sv} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D(s)}{sD(s) + KN(s)} = \frac{1}{K}$$

Biểu thức trên chứng tỏ: Khi tín hiệu đầu vào dạng tuyến tính, sai số nguyên lý trạng thái ổn định của hệ thống loại I bằng nghịch đảo của hệ số khuếch đại mạch vòng hở. Ý nghĩa vật lý của nó là: Khi đầu vào là tốc độ, muốn thực hiện bám đuổi chính

xác, trục đầu ra buộc phải quay đồng bộ với trục đầu vào. Vì vậy trên mạch rotor nhất định phải có U_d với giá trị xác định. Bởi vì là hệ thống loại I, trong đối tượng điều khiển đã có khâu tích phân, nên bộ khuếch đại chỉ có thể là khâu tỷ lệ. Muốn duy trì điện áp mạch rotor nhất định, đầu vào của bộ khuếch đại phải có điện áp chênh lệch. Nếu $\Delta\theta_m = 0$ thì $u_{dk} = 0$, $U_d = 0$ động cơ sẽ dừng lại không quay. Vì vậy giữa đầu vào và đầu ra của hệ thống chắc chắn phải có sai số. Rõ ràng là, hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại càng lớn, sai số hệ thống trạng thái ổn định sẽ càng nhỏ.

c) Tín hiệu đầu vào tỷ lệ với bình phương thời gian (đường parabol)

Biến đổi Laplace tín hiệu đầu vào, gia tốc đơn vị sẽ là:

$$\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^3}$$

Sai số nguyên lý trạng thái ổn định:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^3} \cdot \frac{1}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} \cdot \frac{sD(s)}{sD(s)+KN(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{D(s)}{s[sD(s)+KN(s)]} = \infty$$

Biểu thức trên chứng tỏ, khi tín hiệu đầu vào là đường parabol (gia tốc), sai số nguyên lý trạng thái ổn định của hệ thống loại I là vô cùng lớn, nghĩa là hệ thống loại I không thể làm việc khi tín hiệu đầu vào là gia tốc. Ý nghĩa vật lý của nó là: Đầu vào gia tốc tương đương với tốc độ của trục đầu vào tăng lên không ngừng; nếu muốn bám đuổi chính xác, tốc độ trục đầu ra cũng phải tăng lên không ngừng, điện áp mạch rotor U_d cũng phải tăng lên không ngừng. Bởi vì là bộ khuếch đại tỷ lệ, điện áp đầu vào của nó cũng buộc phải tăng lên không ngừng. Nghĩa là lượng chênh góc quay θ_m tăng lên không ngừng, sai lệch giữa trục đầu ra và trục đầu vào cũng tăng theo thời gian, dẫn tới sai số nguyên lý theo chiều tăng vô cùng lớn.

Tóm lại, hệ thống điển hình loại I sẽ không có sai số tĩnh khi đầu vào là tín hiệu bước nhảy, sẽ có sai số tĩnh khi đầu vào là tín hiệu vào dạng tuyến tính, mà độ lớn của sai số tỷ lệ nghịch với hệ số khuếch đại mạch vòng hở và hệ sẽ không làm việc được với tín hiệu đầu vào dạng parabol.

3. Sai số nguyên lý hệ thống loại II

Vẫn sử dụng hệ thống mạch vòng kín trên hình 6.19 để phân tích sai số nguyên lý hệ thống loại II, trong đó hàm số truyền $W(s) = \frac{KN(s)}{s^2D(s)}$ ở mẫu số đã tăng thêm một khâu tích phân, được cung cấp bởi bộ điều chỉnh. Sau đây cũng vẫn phân tích đối với 3 loại tín hiệu điển hình của đầu vào.

a) Tín hiệu đầu vào là hàm bước nhảy đơn vị: $\theta_m^* = \frac{1}{s}$

Sai số nguyên lý: $e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{s^2D(s)}{s^2D(s)+KN(s)} = 0$

b) Tín hiệu đầu vào tỷ lệ thuận với thời gian: $\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^2}$

Sai số nguyên lý: $e_{sv} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{s^2D(s)}{s^2D(s)+KN(s)} = 0$

c) Tín hiệu đầu vào tỷ lệ với bình phương thời gian: $\theta_m^*(s) = \frac{1}{s^3}$

Sai số nguyên lý:
$$e_{sa} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^3} \cdot \frac{s^2 D(s)}{s^2 D(s) + KN(s)} = \frac{1}{K}$$

Từ những phân tích ở trên có thể thấy: Hệ thống loại II đối với tín hiệu đầu vào là hàm bước nhảy và dạng tuyến tính đều là hệ thống tùy động vô sai, có lúc gọi nó là vô sai cấp II. Khi tín hiệu đầu vào dạng parabol, hệ thống loại II vẫn có thể làm việc được. Sai số nguyên lý trạng thái ổn định tỷ lệ nghịch với hệ số khuếch đại vòng hở.

4. Hệ số phẩm chất của trạng thái ổn định

Để mô tả khả năng của hệ thống tùy động thường dùng đến khái niệm hệ số phẩm chất: hệ số phẩm chất tốc độ K_v và hệ số phẩm chất gia tốc K_a .

Hệ số phẩm chất tốc độ được định nghĩa là tỷ số giữa tốc độ của tín hiệu vào hệ thống $\dot{\theta}_m^*$ và sai số nguyên lý khi tín hiệu vào tỷ lệ thuận với thời gian e_{sv} , tức là:

$$K_v = \frac{\dot{\theta}_m^*}{e_{sv}}$$

Hệ số phẩm chất gia tốc là tỷ số giữa gia tốc tín hiệu vào hệ thống $\ddot{\theta}_m^*$ và sai số nguyên lý khi tín hiệu vào tỷ lệ dạng parabol e_{sa} , tức là:

$$K_a = \frac{\ddot{\theta}_m^*}{e_{sa}}$$

Cũng có thể viết thành:
$$e_{sv} = \frac{\dot{\theta}_m^*}{K_v} \quad \text{và} \quad e_{sa} = \frac{\ddot{\theta}_m^*}{K_a}$$

Điều đó chứng tỏ, hệ số phẩm chất càng lớn, sai số bám ở trạng thái ổn định càng nhỏ, khả năng bám càng tốt.

Với những định nghĩa nêu trên, ở điều kiện hệ thống ổn định, có thể dùng công thức sau đây để tính K_v và K_a :

$$K_v = \frac{\dot{\theta}_m^*}{\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\dot{\theta}_m^*}{s^2} \cdot \frac{1}{1+W(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} s [1+W(s)]$$

$$K_a = \frac{\ddot{\theta}_m^*}{\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\ddot{\theta}_m^*}{s^2} \cdot \frac{1}{1+W(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 [1+W(s)]$$

Giả thiết hệ số khuếch đại mạch vòng hở của hệ thống là K , thì có thể nhận được các quan hệ sau đây:

Hệ thống loại I: $K_v = K$; $K_a = 0$.

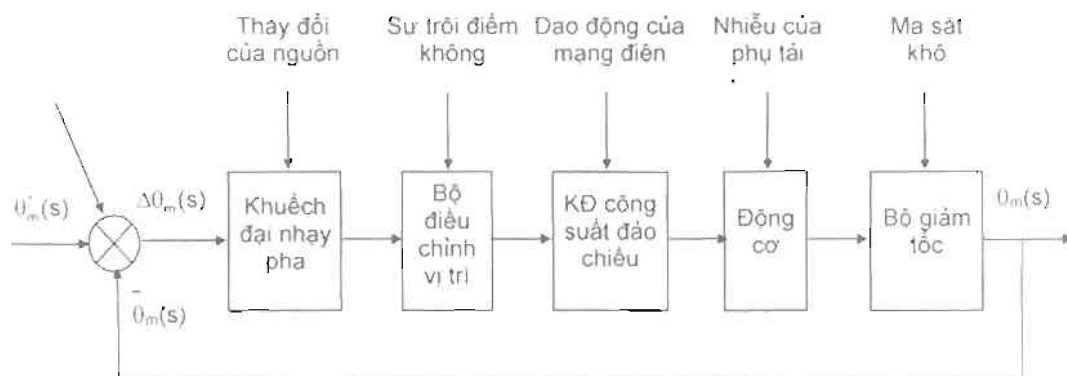
Hệ thống loại II: $K_v = \infty$; $K_a = K$.

6.3.2.3. Sai số nhiễu

Lúc phân tích sai số nguyên lý, chỉ mới xét tới ảnh hưởng của tín hiệu đầu vào

(tín hiệu đặt hay cho trước). Trên thực tế các loại nhiễu mà hệ thống tự động chịu tác động đều ảnh hưởng tới độ chính xác bám của hệ thống. Tác động của nhiễu thường thấy như trên hình 6.21. Có thể quy vào 3 dạng nhiễu: Loại thứ nhất là nhiễu phụ tải. Chẳng hạn là trở lực lúc nên của cơ cấu ép trục cán là nhiễu phụ tải có giá trị cố định của hệ thống tùy động vị trí; gió cản lại anten rada là loại nhiễu phụ tải thay đổi bất thường tùy theo gió. Loại thứ hai là sự thay đổi tham số hệ thống, chẳng hạn như sự trôi điểm 0 của thiết bị đo kiểm, sự thay đổi hệ số khuếch đại của linh kiện khi bị lão hoá, sự thay đổi điện áp nguồn, v.v... Loại thứ ba là loại nhiễu tiếng ồn, thông thường các loại nhiễu tiếng ồn thường có xuất xứ từ các thiết bị đo kiểm qua phản hồi rồi lẫn vào trong mạch điện, có thể coi như là tín hiệu cho trước đưa vào cùng một lúc với hệ thống. Thông thường nhiễu tiếng ồn có phổ tần cao hơn âm thanh. Nếu phổ tần của nó không trùng với phổ tần của tín hiệu đầu vào, hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống là khá dễ lựa chọn, chỉ cần làm cho dải thông tần của nó trùng với dải tần của tín hiệu. Tín hiệu tiếng ồn thuộc phía cao tần sẽ được lọc hoàn toàn. Trong thực tế thường phức tạp hơn, chẳng hạn như độ lệch tâm của rotor máy phát tốc đo tốc độ sẽ tạo ra nhiễu xoay chiều, kết quả giảm độ tác động nhanh và độ chính xác trạng thái động của hệ thống. Vì thế chọn thiết bị đo kiểm đối với hệ thống tùy động là cực kỳ quan trọng.

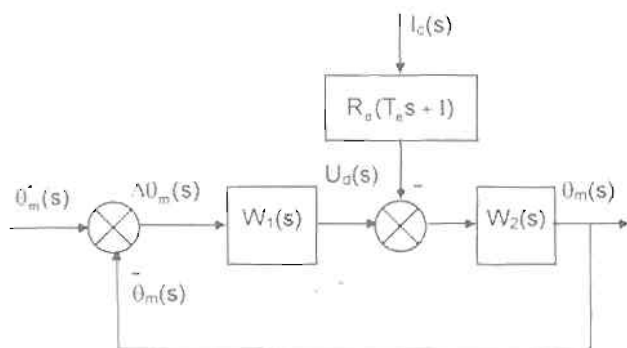
Ngoài nhiễu tiếng ồn ra, dù cho nhiễu phụ tải hay nhiễu tham số hệ thống có các dạng khác nhau, nhưng chúng đều tác dụng trên đường đi tới hệ thống, chỉ có điểm tác dụng khác nhau mà thôi, vì vậy ảnh hưởng của chúng là tương tự. Dưới đây sẽ lấy loại nhiễu phụ tải giá trị không đổi làm ví dụ để phân tích ảnh hưởng của nó với sai số trạng thái ổn định.



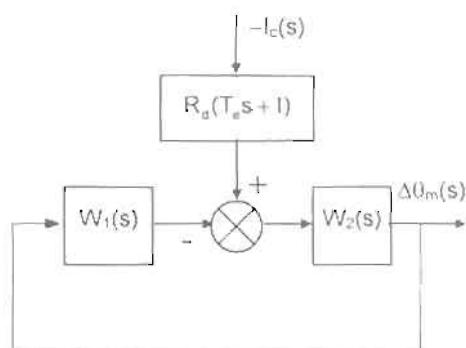
Hình 6.21. Tác động của nhiễu lên hệ thống tùy động

Giá thiết mômen phụ tải tác dụng trên trục động cơ là M_c với $M_c = C_m I_c$, ảnh hưởng của nó thể hiện qua dòng điện phụ tải I_c như trong hình 6.22. Trong đó $W_1(s)$ biểu thị hàm số truyền tác dụng tại điểm I_c , $W_2(s)$ biểu thị hàm số truyền tác dụng tại phía sau điểm I_c , trong đó bao hàm cả một khâu tích phân. Vì vậy đối với hệ thống loại I, trong $W_1(s)$ sẽ không có khâu tích phân; đối với hệ thống loại II, trong $W_1(s)$ còn có chứa một khâu tích phân.

Khi $\theta_m^* = 0$, trên đầu vào chỉ có nhiễu phụ tải tác động thì lượng đầu ra của hệ thống tùy động chỉ còn lại là sai số nhiễu phụ tải $\Delta\theta_m$, sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống được đổi thành dạng như hình 6.23.



Hình 6.22. Ảnh hưởng của nhiễu phụ tải đối với hệ thống tự động vị trí



Hình 6.23. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động ở trạng thái nhiễu phụ tải

Lợi dụng phép biến đổi đẳng trị nối phản hồi sơ đồ cấu trúc, ta có :

$$\frac{\Delta\theta_m(s)}{-I_c(s)R_d(T_e s + 1)} = \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)}$$

Đặt e_t biểu thị sai số nhiễu do mômen phụ tải gây ra, $e_t = \Delta\theta_m$. Biến đổi Laplace, sẽ có $I_c(s) = \Delta\theta_m(s)$ và được biểu diễn bằng biểu thức sau:

$$E_t(s) = \Delta\theta_m(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} [-I_c(s)R_d(T_e s + 1)]$$

Đối với nhiễu dòng điện phụ tải hằng số đơn vị, $I_c(s) = \frac{1}{s}$, lúc đó:

$$E_t(s) = \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} \left[-\frac{1}{s} R_d(T_e s + 1) \right] \quad (6.13)$$

Khi sử dụng hệ thống loại I, có thể coi:

$$W_1(s) = \frac{K_1 N_1(s)}{D_1(s)}, \quad W_2(s) = \frac{K_2 N_2(s)}{s D_2(s)}$$

do đó sai số nhiễu sẽ là:

$$e_t = \lim_{s \rightarrow 0} s E_t(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} \left[-\frac{1}{s} \cdot R_d(T_e s + 1) \right]$$

Đối với nhiễu phụ tải thực tế $I_c(s) = -\frac{1}{s}$; thay vào công thức tính sai số nhiễu sẽ được:

$$e_c = -\frac{I_c R_d}{K_1} \quad (6.14)$$

Biểu thức trên chứng tỏ: Nhiễu phụ tải hằng số sẽ làm cho hệ thống loại I sinh ra sai số ở trạng thái ổn định, độ lớn của nó tỷ lệ nghịch với K_1 , và tỷ lệ thuận với $I_c R_d$.

Lúc sử dụng hệ thống loại hai, $W_2(s)$ giống như ở hệ thống loại I, còn:

$$W_1(s) = \frac{K_1 N_1(s)}{s D_1(s)}$$

Sai số nhiều lúc này là:

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} [-R_d(T_e s + 1)] \frac{\frac{K_2 N_2(s)}{s D_2(s)}}{1 + \frac{K_1 K_2 N_1(s) N_2(s)}{s^2 D_1(s) D_2(s)}} = 0$$

Điều đó chứng tỏ, đối với hệ thống loại II do trong bộ điều chỉnh có khâu tích phân làm cho nhiễu phụ tải hằng số không sinh ra sai số nhiều.

Tóm lại có thể đưa ra kết luận: về năng lực chống nhiễu phụ tải, cấu trúc hệ thống loại II tốt hơn loại I.

6.3.2.4. Tính toán sai số trạng thái ổn định

Sau đây sẽ thông qua một ví dụ để làm rõ cách tính toán sai số trạng thái ổn định.

Ví dụ 6.1. Hệ thống tự động vị trí sensin như trên hình 6.24 với các số liệu cho trước như sau:

Động cơ bảm S661: 230W; 110V; 2,9A; 2400 vg/phut; $R_a = 3,45\Omega$.

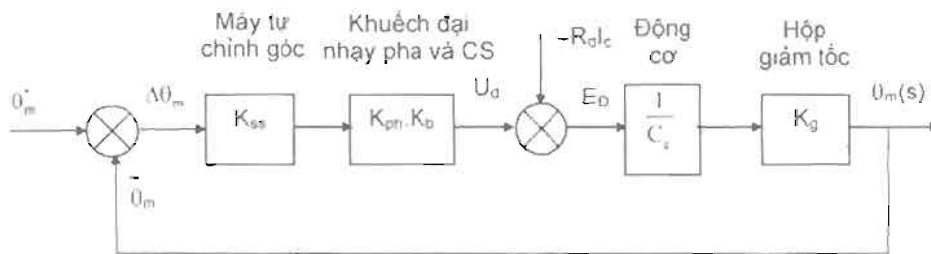
Tổng trở mạch rotor $R = 5,1\Omega$; tỷ số truyền bộ giảm tốc $i = 60$.

Hệ số khuếch đại sensin $K_{ss} = 1,25\text{ V}/(^{\circ})$.

Hệ số khuếch đại nhảy pha và hệ số khuếch đại công suất $K_{ph}K_b = 200$.

Sai số đo kiểm sensin $e_d = 0,5^{\circ}$.

Khi tốc độ quay cực đại của đầu trục vào là $\dot{\theta}_m^* = 200 (^{\circ})/s$, mômen phụ tải thực tế là 20Nm, sai số trạng thái ổn định của hệ thống là bao nhiêu?



Hình 6. 24. Sơ đồ nguyên lý trạng thái tĩnh hệ thống tự động

Giải: Hệ số sức điện động và hệ số mômen của động cơ

$$C_e = \frac{U_{dm} - I_{dm} R_a}{n_{dm}} = \frac{110 - 2,9 \times 3,4}{2400} \text{ V}/(\text{vg} / \text{ph}) = 0,0417 \text{ V}/(\text{vg} / \text{ph})$$

$$C_m = 9,55 C_e = 9,55 \times 0,417 \text{ Nm} / \text{A} = 0,398 \text{ Nm} / \text{A}$$

Mômen phụ tải quy đổi về trục động cơ là: $M_c = \frac{20}{i} = \frac{20}{60} \text{ Nm} = 0,333 \text{ Nm}$

Dòng điện phụ tải tương ứng là: $I_c = \frac{M_c}{C_m} = \frac{0,333}{0,398} \text{ A} = 0,838 \text{ A}$

Từ sơ đồ cấu trúc trạng thái tĩnh như trên hình 6.24 có thể nhận được phương trình cân bằng điện áp mạch rotor: $U_d - I_c R_d = E_D = C_e n$

rút ra: $U_d = C_e n + I_d R$

Lại có: $U_d = K_{ss} K_{ph} K_b \Delta \theta_m$

Do đó: $C_e n + I_e R_d = K_{ss} K_{ph} K_b \Delta \theta_m$

Sai số:
$$\Delta \theta_m = \frac{n}{K_{ss} K_{ph} K_b} \frac{1}{C_e} + \frac{I_e R_d}{K_{ss} K_{ph} K_b} = \frac{\dot{\theta}_m}{K_{ss} K_{ph} K_b K_g} \frac{1}{C_e} + \frac{I_e R_d}{K_{ss} K_{ph} K_b}$$

trong đó: $\frac{\dot{\theta}_m}{K_{ss} K_{ph} K_b K_g} \frac{1}{C_e}$ là sai số nguyên lý hệ thống khi đầu vào là hàm

tuyến tính, tức là e_{ev} ;

$\frac{I_e R_d}{K_{ss} K_{ph} K_b}$ là sai số do nhiễu mômen M_e gây ra tức là e_t . Sai số trạng

thái ổn định cả hệ thống sẽ là tổng của e_d , e_{ev} , e_t ;

Sai số trạng thái ổn định sẽ là:

$$e = e_d + e_{ev} + e_t = 0,5^0 + \left(\frac{200}{1,25 \times 200 \times \frac{6}{60} \times \frac{1}{0,0417}} \right)^0 + \left(\frac{0,838 \times 5,1}{1,25 \times 200} \right)^0 \\ = 0,5^0 + 0,334^0 + 0,017^0 = 0,851^0$$

Đây là sai số trạng thái ổn định tính toán theo hệ thống loại I. Nếu dùng hệ thống loại II, thì sai số nguyên lý và sai số nhiễu của hệ thống đều được khử, sai số trạng thái ổn định càng giảm xuống rõ rệt, độ chính xác trạng thái ổn định càng tăng lên nhiều. Dù cho sử dụng hệ thống loại I, chỉ cần chọn hệ số khuếch đại của bộ điều chỉnh vị trí đủ lớn cũng có thể làm cho sai số nguyên lý của hệ thống giảm xuống mức thấp nhất. Nếu đặt ra chỉ tiêu tính năng trạng thái ổn định của hệ thống thì dễ dàng tìm ra hệ số khuếch đại cần thiết của hệ thống.

6.4. HIỆU CHỈNH TRẠNG THÁI ĐỘNG HỆ THỐNG TỰ ĐỘNG VỊ TRÍ

Phân tích tính toán sai số trạng thái ổn định của hệ thống tự động vị trí chỉ giải quyết được vấn đề độ chính xác trạng thái ổn định của hệ thống. Khi hệ thống có hệ số khuếch đại mạch vòng hở đủ lớn đảm bảo được độ chính xác trạng thái ổn định cần thiết, nhưng tăng cao hệ số khuếch đại sẽ ảnh hưởng đến tính ổn định trạng thái động của hệ thống. Ngoài ra, hệ thống tự động có chỗ khác với hệ thống điều tốc là yêu cầu rất cao về khả năng bám, nhưng do hằng số thời gian vốn có trong hệ thống lại hạn chế việc nâng cao độ tác động nhanh, vì vậy việc hiệu chỉnh trạng thái động hệ thống tự động càng trở nên quan trọng.

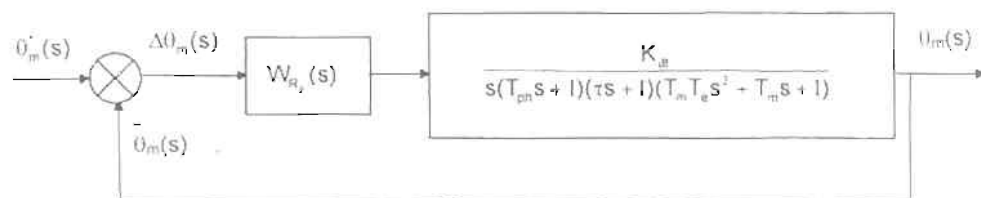
Hệ thống tự động có thể được xây trên cơ sở hệ thống điều tốc cài đặt thêm mạch vòng vị trí. Khi thiết kế trạng thái động để nâng cao độ tác động nhanh cho hệ thống, yêu cầu mạch vòng ngoài, tức là mạch vòng vị trí phải có tần số cắt khá cao, bởi vì đó là biểu hiện của tính tác động nhanh của hệ thống. Nếu hệ thống điều tốc là loại hai mạch vòng có cài đặt thêm 1 bộ điều chỉnh vị trí trở thành hệ thống ba mạch vòng là vị

tri, tốc độ và dòng điện. Với một hệ thống 3 mạch vòng như thế, theo phương pháp thiết kế kỹ thuật lần lượt từ vòng trong ra vòng ngoài, thì tính ổn định của hệ thống là được bảo đảm, khi tham số nào đó bên trong mạch vòng tốc độ và mạch vòng dòng điện có thay đổi hoặc bị nhiễu, thì phản hồi dòng điện và phản hồi tốc độ sẽ có tác dụng kiềm chế, làm giảm ảnh hưởng đáng kể đến sự làm việc của mạch vòng vị trí. Bởi vì mỗi mạch vòng đều được tính toán thiết kế theo hệ thống điều chỉnh đơn giản đồng thời mỗi mạch vòng đều có đối tượng điều chỉnh của riêng nó, phân công rõ ràng, dễ điều chỉnh. Nhưng hệ thống ba mạch vòng này cũng có nhược điểm nổi bật là tính bù chậm trước tác dụng điều khiển, đó là vì mỗi lần từ vòng trong tính toán ra vòng ngoài đều phải dùng khâu tương đương của vòng trong, nhưng hàm số truyền của phương pháp tương đương này muốn thành lập được phải có điều kiện tiên quyết là tần số cắt của vòng ngoài thấp hơn nhiều so với vòng trong. Trong các hệ thống điều tốc bình thường, tần số cắt của mạch vòng dòng điện thường cỡ $\omega_{ei} = 100 \div 150 \text{ s}^{-1}$, tần số cắt của mạch vòng tốc độ ước chừng $\omega_{em} = 20 \div 30 \text{ s}^{-1}$, từ đó có thể phán đoán ω_{ep} phải xấp xỉ bằng 10 s^{-1} . Như vậy, tần số cắt của mạch vòng vị trí bị hạn chế ở mức quá thấp, làm ảnh hưởng xấu độ tác động nhanh của hệ thống. Cấu trúc của hệ thống 3 mạch vòng này chỉ thích hợp với những nơi yêu cầu không cao độ tác động nhanh, như hệ thống tự động vị trí máy cắt gọt điều khiển dò chiều.

Để nâng cao độ tác động nhanh của hệ thống tự động, nói chung phải hết sức tránh cấu trúc nhiều mạch vòng, ngoài ra về mặt hiệu chỉnh trạng thái động mà nói, trừ cách hiệu chỉnh mắc nối tiếp thường dùng (hiệu chỉnh bằng bộ điều chỉnh), còn có thể dùng cách hiệu chỉnh mắc song song (hiệu chỉnh phản hồi), hoặc bù theo tín hiệu đặt phối hợp với điều khiển phản hồi thành điều khiển phức hợp.

6.4.1. Hiệu chỉnh nối tiếp (hiệu chỉnh bằng bộ điều chỉnh)

Đối với hệ thống tự động công suất nhỏ, điện trở mạch rotor của động cơ khá lớn, hoặc hệ số quá tải cho phép khá cao, có thể giảm nhẹ yêu cầu hạn chế dòng điện trong quá trình quá độ. Để nâng cao độ tác động nhanh của hệ thống, có thể không phải cài đặt mạch vòng tốc độ và mạch vòng dòng điện mà chỉ dùng cấu trúc một mạch vòng với phản hồi vị trí. Sơ đồ cấu trúc của hệ thống chỉ có một mạch vòng vị trí được biểu diễn trên hình 6.25.



Hình 6.25. Sơ đồ cấu trúc hệ thống tự động một mạch vòng vị trí

Trong hình, W_{R_v} là hàm số truyền của bộ điều chỉnh vị trí. Hàm số truyền của đối tượng điều khiển là: $W_{dt}(s) = \frac{K_{dt}}{s(T_{ph}s + 1)(\tau s + 1)(T_m T_c s^2 + T_m s + 1)}$

trong đó $K_{dt} = K_{ss} K_{ph} K_b K_g \cdot \frac{1}{C_e}$ là hệ số khuếch đại chung của đối tượng điều khiển.

Bởi vì trong hệ thống tự động, mạch rotor không có điện kháng san bằng, điện trở của mạch phản ứng động cơ đang sử dụng lại khá lớn, nên hằng số thời gian điện từ T_e của hệ thống này thường rất nhỏ, thậm chí có thể coi $T_e \cong 0$. Lúc này mẫu số hàm số truyền của động cơ được viết thành:

$$T_m T_e s^2 + T_m s + 1 \cong T_m T_e s^2 + (T_m + T_e)s + 1 \\ = (T_m s + 1)(T_e s + 1)$$

Điều kiện gần đúng là: $T_e \leq \frac{1}{10} T_m$

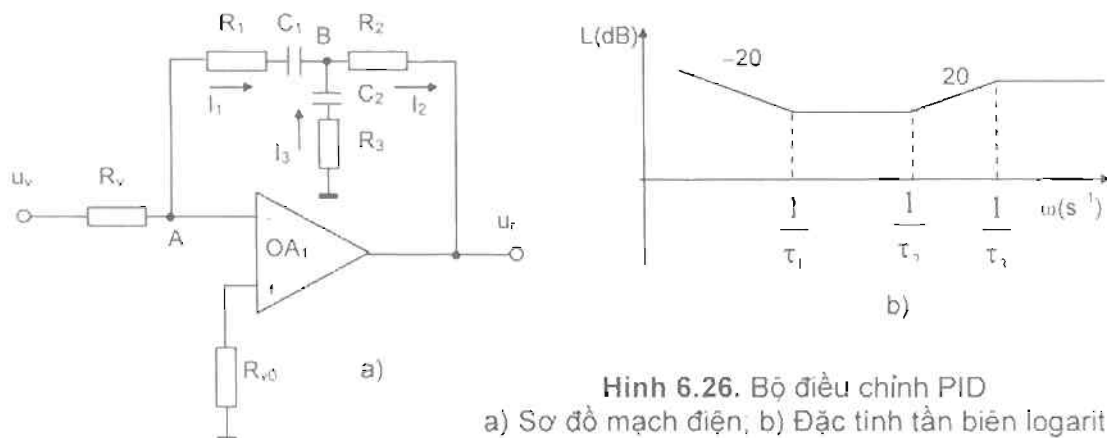
Như vậy, có thể coi T_e như là hằng số thời gian thành phần (hằng số thời gian con) để xử lý. Cả hệ thống nhờ thế mà có thể hạ cấp, hàm số truyền đổi thành dạng:

$$W_{dt}(s) = \frac{K_{dt}}{s(T_p s + 1)(T_m s + 1)} \quad (6.15)$$

trong đó T_p là tổng hằng số thời gian của các thành phần T_{ph} , τ , T_e trong đối tượng điều khiển, T_m là hằng số thời gian cơ điện của hệ thống (thường khá lớn).

Đối với một hệ thống điều khiển như vậy, bộ điều chỉnh thường dùng là PID, mà tác dụng vì phân tỷ lệ của nó làm giảm nhỏ ảnh hưởng quán tính lớn của đối tượng điều khiển, và vì thế có thể hiệu chỉnh nó thành hệ thống loại II.

Một loại mạch điện bộ điều chỉnh PID có sơ đồ mô tả trên hình 6.26a.



Hình 6.26. Bộ điều chỉnh PID
a) Sơ đồ mạch điện; b) Đặc tính tần biên logarit

Trong hình, A là điểm tiếp mát ảo, giả thiết điểm B có điện áp là u_B . Với giả thiết chiều các dòng điện cho như trên hình 6.26a, các phương trình viết cho mạch điện ở dạng toán tử Laplace:

$$I_2(s) = I_1(s) + I_3(s)$$

trong đó

$$\begin{cases} I_1(s) = \frac{U_v(s)}{R_v} = \frac{-U_B(s)}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} \\ I_2(s) = \frac{U_B(s) - U_r(s)}{R_2} \\ I_3(s) = \frac{-U_B(s)}{R_3 + \frac{1}{C_2 s}} \end{cases}$$

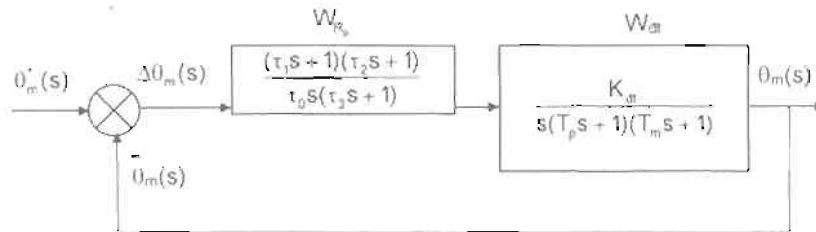
Sử dụng 4 biểu thức trên, biến đổi để lược bỏ $I_1(s)$, $I_2(s)$, $I_3(s)$ và $U_B(s)$, ta được hàm số truyền của bộ điều chỉnh vị trí:

$$W_{K_p}(s) = \frac{-U_1(s)}{U_v(s)} = \frac{(R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) C_1 C_2 s^2 + [(R_1 + R_2) C_1 + (R_2 + R_3) C_2] s + 1}{R_v C_1 s (R_3 C_2 s + 1)}$$

Nếu $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 \gg R_2^2$, thì $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1$ có thể dùng $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 + R_2^2$ để thay thế gần đúng ($R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 \cong R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 + R_2^2$), do đó:

$$\begin{aligned} W_{K_p}(s) &\cong \frac{[(R_1 + R_2) C_1 s + 1][(R_2 + R_3) C_2 s + 1]}{R_v C_1 s (R_3 C_2 s + 1)} \\ &= \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau_0 s (\tau_3 s + 1)} \end{aligned} \quad (6.16)$$

trong đó $\tau_0 = R_v C_1$; $\tau_1 = (R_1 + R_2) C_1$;
 $\tau_2 = (R_2 + R_3) C_2$; $\tau_3 = R_3 C_2$



Hình 6.27. Sơ đồ cấu trúc hệ thống tự động hiệu chỉnh nối tiếp bằng bộ PID

Trên thực tế, khi $R_1 \gg R_2 > R_3$, có thể thỏa mãn điều kiện $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 \gg R_2^2$, vì vậy $\tau_1 > \tau_2 > \tau_3$. Đặc tính logarit tần biên của nó như trên hình 6.26b.

Hiển nhiên đây là một mạch hiệu chỉnh chậm sau – vượt trước. R_3 có tác dụng hạn chế tín hiệu tiếng ồn cao tần, trọng bộ điều chỉnh đã phải bố trí thêm một khâu lọc.

Như vậy cấu trúc hệ thống tự động có bộ điều chỉnh vị trí PID như hình 6.27.

Nếu chọn $\tau_1 = T_m$, thì điểm 0 là $s = -\frac{1}{\tau_1}$ của bộ điều chỉnh sẽ bị triệt tiêu bởi điểm

cực là $s = -\frac{1}{T_m}$ của đối tượng điều khiển.

Lại đặt: $T_\Sigma = T_p + \tau_3$

$$K = \frac{K_{gr}}{\tau_0}$$

thì hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống tự động có thể viết thành:

$$W(s) = \frac{K(\tau_2 s + 1)}{s^2 (T_\Sigma s + 1)} \quad (6.17)$$

Đây là hệ thống điển hình loại II mà ta đã quen thuộc và hoàn toàn có thể dùng phương pháp thiết kế kỹ thuật theo chỉ tiêu tính năng của hệ thống đó để lựa chọn các

tham số. Trước tiên phải tra được trị số độ rộng trung tần h , từ đó có thể chọn các tham số liên quan của bộ điều chỉnh PID:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= T_m \\ \tau_2 &= hT_2 \\ K &= \frac{h+1}{2h^2T_2^2}\end{aligned}$$

Sau đây sẽ lấy ví dụ để làm rõ việc thiết kế tham số bộ PID.

Ví dụ 6.2: Cho trước hàm số truyền gốc của hệ thống tự động vị trí như trên hình 6.14 là

$$W_{dt}(s) = \frac{K}{s(T_p s + 1)(T_m s + 1)} = \frac{500}{s(0,007s + 1)(0,9s + 1)}$$

Yêu cầu thiết kế một bộ điều chỉnh sao cho hệ thống thỏa mãn các chỉ tiêu kỹ thuật sau:

1. Hệ số phẩm chất gia tốc: $K_a \geq 250 \text{ 1/s}^2$;
2. Chỉ tiêu chất lượng động với tín hiệu nhảy cấp: $\sigma_{\max} \% \leq 30\%$; $t_s \leq 0,25 \text{ s}$.

Giải: Dựa vào yêu cầu: $K_a \geq 250 \text{ 1/s}^2$, cần phải hiệu chỉnh hệ thống này thành hệ thống điển hình loại II, hàm số truyền mạch vòng hở của nó là:

$$\frac{K(hT_2 s + 1)}{s^2(T_2 s + 1)}$$

Sử dụng bộ PID trong bộ điều chỉnh vị trí R_p , theo công thức (6.16):

$$W_{PID}(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau_0 s(\tau_3 s + 1)}$$

Chọn:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= T_m = 0,9 \text{ s} \\ \tau_2 &= hT_2 \\ \tau_3 &= 0,005 \text{ s} \quad (\text{yêu cầu } \tau_3 \ll \tau_1)\end{aligned}$$

thì:

$$T_2 = T_p + \tau_3 = 0,007 \text{ s} + 0,005 \text{ s} \approx 0,012 \text{ s}$$

Theo chỉ tiêu tính năng trạng thái động $\sigma_{\max} \% \leq 30\%$, dựa vào chỉ tiêu tính năng bám của hệ thống điển hình loại II, nên chọn $h = 7$ (xem bảng 3.6).

Do đó:

$$\tau_2 = hT_2 = 7 \times 0,012 \text{ s} = 0,084 \text{ s}$$

$$K = \frac{h+1}{2h^2T_2^2} = \frac{8}{2 \times 49 \times 0,01^2} \text{ 1/s}^2 = 566,9 \text{ 1/s}^2$$

Bởi vì:

$$K = \frac{K_{dt}}{\tau_0} = \frac{500}{\tau_0}$$

nên:

$$\tau_0 = \frac{500}{K} = \frac{500}{566,9} \text{ s} = 0,882 \text{ s}$$

Các tham số của bộ PID vừa chọn được ở trên còn phải qua kiểm nghiệm.

Hệ số phẩm chất gia tốc: $K_a = K = 566,9 \text{ 1/s}^2 > 250 \text{ 1/s}^2$

Lượng quá điều khiển: $\sigma_{\max} \% = 29,8 < 30\%$ (tra bảng 3.6 với $h = 7$)

Thời gian quá trình quá độ: $t_s = 11,3 T_s = 11,3 \times 0,012 \text{ s} = 0,136 \text{ s} < 0,25 \text{ s}$

Như vậy các tham số đã thiết kế là phù hợp yêu cầu.

Cuối cùng, tính toán điện trở và điện dung của bộ điều chỉnh. Theo hình 6.26, chọn điện trở đầu vào $R_v = 40 \text{ k}\Omega$.

Bởi vì: $\tau_0 = R_v C_1 = 0,882 \text{ s}$

nên: $C_1 = \frac{\tau_0}{R_v} = \frac{0,882 \times 10^3}{40} \mu\text{F} = 22 \mu\text{F}$

thêm nữa: $\tau_1 = (R_1 + R_2) C_1 = 0,9 \text{ s}$

$\tau_2 = (R_2 + R_3) C_2 = 0,084 \text{ s}$

$\tau_3 = R_3 C_2 = 0,005 \text{ s}$

Trong 3 phương trình trên có chứa 4 ẩn số, trong đó có thể tính:

$$R_1 + R_2 = \frac{\tau_1}{C_1} = \frac{0,9 \times 10^3}{22} \text{ k}\Omega = 40,9 \text{ k}\Omega$$

Dựa vào điều kiện: $R_1 \gg R_2 > R_3$, tùy ý chọn $R_3 = 250 \Omega = 0,25 \text{ k}\Omega$ thì:

$$C_2 = \frac{\tau_3}{R_3} = \frac{0,005 \times 10^3}{0,25} \mu\text{F} = 20 \mu\text{F}$$

bởi vì: $R_2 + R_3 = \frac{\tau_2}{C_2} = \frac{0,084 \times 10^3}{20} \text{ k}\Omega = 4,2 \text{ k}\Omega$

nên: $R_2 = (4,2 - 0,25) \text{ k}\Omega$ lấy $4 \text{ k}\Omega$

ta có: $R_1 = (40,9 - 4) \text{ k}\Omega \cong 37 \text{ k}\Omega$

So sánh R_1 , R_2 và R_3 , rõ ràng là đã phù hợp với điều kiện $R_1 \gg R_2 > R_3$.

Cuối cùng còn phải nói rõ rằng, hệ thống tùy động vị trí phản hồi đơn vị dùng bộ PID hiệu chỉnh có thể nhận được tần số cắt khá cao và sự bù nhanh đối với tín hiệu cho trước, cấu trúc đơn giản. Do không phải sử dụng máy đo tốc độ, nên đã loại bỏ được nhiễu động do nó gây ra, nhưng ngược lại không hạn chế được tác dụng xấu của các nhân tố phi tuyến như ma sát, khe hở. Nhiều phụ tải cũng phải đi qua mạch vòng vị trí tiến hành điều chỉnh, không có mạch vòng dòng điện nhanh nhạy để bù kịp thời làm tăng sai số động. Mặt khác bộ điều chỉnh PID sử dụng tác động vượt trước của vi phân tỷ lệ dễ chống lại quán tính lớn trong đối tượng điều khiển, thuộc kiểu hiệu chỉnh mắc nối tiếp, thường dễ gây bão hòa bộ khuếch đại và làm suy yếu mức độ bù của tín hiệu vi phân, lại còn có thể làm thay đổi tham số của đối tượng điều khiển dẫn tới làm mất hiệu quả cân bằng. Vì vậy hệ thống tùy động mạch vòng vị trí đơn vị chỉ được dùng vào những trường hợp phụ tải nhẹ, nhiễu không lớn và các nhân tố phi tuyến không rõ nét.

6.4.2. Hiệu chỉnh song song

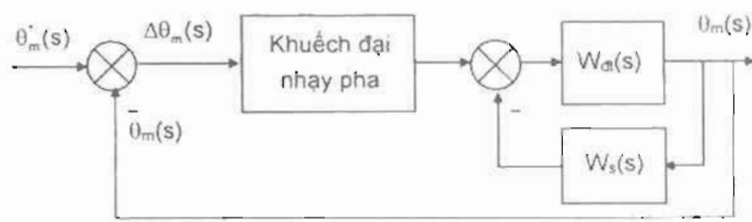
Trong hệ thống điều tốc đưa vào phản hồi âm vi phân của đại lượng điều khiển là một loại hiệu chỉnh mắc song song. Phương pháp này cũng thường được sử dụng trong hệ thống tùy động, nó giúp cho việc hạn chế dao động, giảm bớt quá điều khiển, nâng cao độ tác động nhanh của hệ thống. Đối tượng điều khiển trong hệ thống tùy

động là vị trí, mà vi phân của vị trí là tốc độ, vì vậy, sử dụng phản hồi tốc độ quay có thể dễ dàng tạo ra mạch hiệu chỉnh song song.

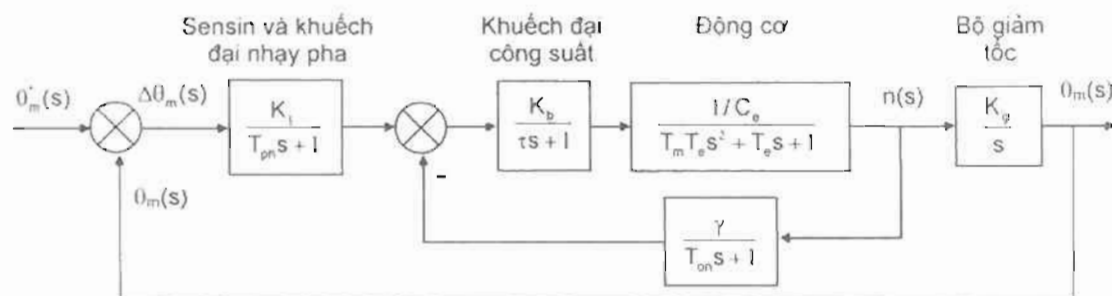
Cần phải thấy: trong hệ thống thiết kế theo cấu trúc mạch vòng đơn, sau khi bố trí thêm phần hiệu chỉnh song song là đã tạo nên một mạch vòng trong, như hình 6.28, nhưng nhiệm vụ của nó là cải tạo cấu trúc mạch vòng đơn, nâng cao tính năng ổn định trạng thái động của hệ thống nhằm thỏa mãn yêu cầu chỉ tiêu kỹ thuật, chứ không phải như mạch vòng trong dòng điện ở hệ thống điều tốc hai mạch vòng là nhằm hạn chế dòng điện khởi động.

6.4.2.1. Hiệu chỉnh song song bằng phản hồi âm tốc độ

Vấn đề lấy hệ thống tùy động vị trí sensin như trên hình 6.14 làm ví dụ, sơ đồ cấu trúc hệ thống như hình 6.28. Khi sử dụng máy phát tốc độ để tạo tín hiệu phản hồi âm tốc độ quay thay cho khâu vi phân vị trí, sơ đồ cấu trúc trạng thái động như trên hình 6.29.



Hình 6.28. Hệ thống động hiệu chỉnh song song



Hình 6.29. Sơ đồ cơ cấu trúc trạng thái động hệ thống tùy động có phản hồi âm tốc độ quay

Để đơn giản hoá vấn đề, đầu tiên không xét tới ảnh hưởng của các hằng số thời gian thành phần T_{ph} , τ , T_e và T_{on} , đồng thời chuyển sơ đồ cấu trúc trạng thái động trên hình 6.29 thành sơ đồ cấu trúc của hình 6.28. Như vậy hàm số truyền của đối tượng điều khiển có thể viết thành:

$$W_d(s) = \frac{K_{dl}}{s(T_m s + 1)} \quad (6.18)$$

trong đó: $K_{dl} = \frac{K_b K_i}{C_e}$.

Hàm số truyền của phản hồi tốc độ quay tức là phản hồi vi phân vị trí là:

$$W_s(s) = K_c s \quad (6.19)$$

trong đó: $K_c = \frac{\gamma}{K_v}$.

Như vậy, có thể tìm được hàm số truyền của mạch vòng kín nhỏ phản hồi tốc độ $W_{kn}(s)$ là:

$$W_{kn}(s) = \frac{W_{dt}(s)}{1 + W_{dt}(s)W_c(s)} = \frac{\frac{K_{dt}}{s(T_ms + 1)}}{1 + \frac{K_{dt}K_c}{T_ms + 1}} = \frac{K_{dt}}{s(T_ms + 1 + K_{dt}K_c)} =$$

$$= \frac{K_{dt}}{s \left(\frac{T_m}{1 + K_{dt}K_c} s + 1 \right)} = \frac{K_{kn}}{s(T_k s + 1)} \quad (6.20)$$

trong đó hệ số khuếch đại của mạch vòng kín nhỏ (vòng trong):

$$K_{kn} = \frac{K_{dt}}{1 + K_{dt}K_c}$$

Hằng số thời gian:

$$T_k = \frac{T_m}{1 + K_{dt}K_c}$$

Từ công thức (6.20) có thể thấy, hàm số truyền $W_{kn}(s)$ của mạch vòng kín nhỏ sau khi đưa phản hồi tốc độ quay vào, về hình thức, hoàn toàn giống với hàm số truyền $W_{dt}(s)$ ban đầu, nhưng hệ số khuếch đại và hằng số thời gian đều đã giảm xuống một lượng $\frac{1}{1 + K_{dt}K_c}$. Sự giảm nhỏ của hệ số khuếch đại sẽ dẫn tới giảm độ chính xác

trạng thái ổn định của hệ thống, muốn giữ nguyên độ chính xác, nhất thiết phải tăng hệ số tiền khuếch đại $K_1 = K_{ss} K_{ph}$ lên $(1 + K_{dt}K_c)$ lần. Nhưng giảm hằng số thời gian lại nâng cao độ tác động nhanh của hệ thống. Đối với hệ thống tùy động mà nói đó là điều có lợi bất ngờ. Như vậy là đã có thể chọn được các tham số theo hệ thống điển hình loại 1. Điều chỉnh K_c , là có thể thay đổi được độ tác động nhanh và độ dự trữ ổn định cho hệ thống.

6.4.2.2. Hiệu chỉnh song song bằng phản hồi âm vi phân tốc độ

Để khắc phục sự giảm độ chính xác trạng thái ổn định do sử dụng phản hồi âm tốc độ, có thể thay bằng sử dụng phản hồi âm vi phân tốc độ, nó sẽ không ảnh hưởng tới độ chính xác trạng thái ổn định của hệ thống. Tín hiệu phản hồi vi phân tốc độ u_n gần đúng có thể nhận được từ mạch điện vi phân mắc ở đầu ra của máy đo tốc độ qua mạch R - C như trên hình 6.30.

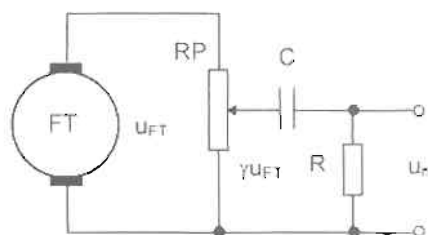
Từ hình 6.30 dễ dàng nhận được quan hệ:

$$\frac{U_n(s)}{U_{FT}(s)} = \gamma \frac{R}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{\gamma RCs}{RCs + 1} = \frac{\gamma T_c s}{T_c s + 1} \quad (6.21)$$

Trong đó: $T_c = RC$ là hằng số thời gian vi phân;

γ là hệ số phân áp phản hồi tốc độ quay;

$U_{FT}(s) = K_c s \theta_m(s)$ là biến đổi Laplace của điện áp phản hồi tốc độ quay.



Hình 6.30. Mạch lấy tín hiệu vi phân tốc độ quay

Do độ hàm số truyền của khâu phản hồi vi phân tốc độ quay $W_{dn}(s)$ là:

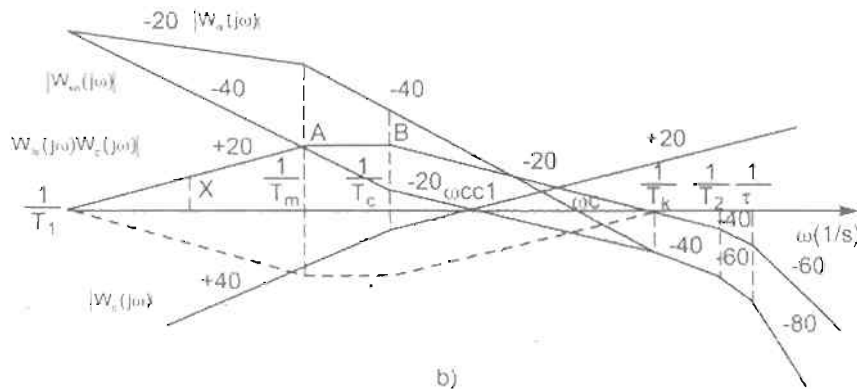
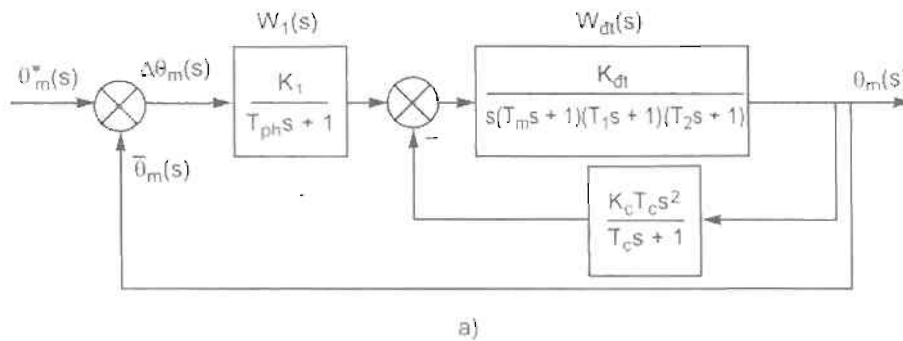
$$W_{dn}(s) = \frac{U_n(s)}{\theta_m(s)} = \frac{\gamma K_c T s^2}{T_c s + 1} \quad (6.22)$$

Lúc này sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống tự động có thể dùng hình 6.31a để thể hiện. Sử dụng phép đồ giải để hiệu chỉnh gần đúng phản hồi âm, vẽ đường đặc tính tần biên logarit của mạch vòng kín nhỏ $|W_{kn}(s)|$ như trên hình 6.31b. Các bước đồ giải như sau: đầu tiên vẽ ra đặc tính tần biên logarit của W_{dt} , W_{dn} , tiếp đến là cộng hai đồ thị với nhau sẽ được đặc tính tần biên mạch vòng hở của mạch vòng kín nhỏ $|W_{dt}(j\omega)W_{dn}(j\omega)|$, tần số cắt của nó là:

$$\frac{1}{T_l} \text{ và } \omega_k = \frac{1}{T_k} \text{ (xem hình 6.31b).}$$

Khi $\frac{1}{T_l} < \omega < \frac{1}{T_k}$, $|W_{dt}(j\omega)W_{dn}(j\omega)| > 1$, lấy $W_{kn}(j\omega) \cong \frac{1}{W_{dn}(j\omega)}$

Khi $\omega < \frac{1}{T_l}$ và $\omega > \frac{1}{T_k}$ $|W_{dt}(j\omega)W_{dn}(j\omega)| < 1$, lấy $W_{kn}(j\omega) \cong W_{dt}(j\omega)$.



Hình 6.31. Hệ thống tự động có dùng hiệu chỉnh phản hồi vi phân tốc độ quay

Như vậy đã phân ra 3 đoạn vẽ ra gần đúng đặc tính tần biên logarit của mạch vòng kín nhỏ $|W_{kn}(j\omega)|$ như trên hình 6.31b. Dựa vào hình dạng đặc tính $|W_{kn}(j\omega)|$ viết ra được hàm số truyền gần đúng của mạch vòng kín nhỏ là:

$$W_{kn}(s) \cong \frac{K_{kn}(T_c s + 1)}{s(T_l s + 1)(\tau s + 1)(T_k s + 1)} \quad (6.23)$$

trong đó các tham số K_{kn} , T_I , T_k được tính theo các công thức dưới đây, vì phần tần số thấp của $|W_{kn}(j\omega)|$ và $|W_{dt}(j\omega)|$ là trùng nhau, nên :

$$K_{kn} = K_{dt} \quad (6.24)$$

Mặt khác, dựa vào tính chất của đặc tính tần biên logarit $|W_{dt}(j\omega)W_{dn}(j\omega)|$, lợi dụng quan hệ hình tam giác $(\frac{1}{T_m}, \frac{1}{T_k}, X)$:

$$20 \lg \gamma K_{dt} K_c T_c = -20 \lg \frac{1}{T_I} = 20 \lg T_I$$

$$T_I = \gamma K_{dt} K_c T_c \quad (6.25)$$

Từ hai tam giác: $\Delta(\frac{1}{T_I}, \frac{1}{T_m}, A)$ và $\Delta(\frac{1}{T_c}, \frac{1}{T_k}, B)$, ta được:

$$\frac{1/T_m}{1/T_I} = \frac{1/T_k}{1/T_c}, \text{ tức là : } T_k = \frac{T_m T_c}{T_I}$$

Thay vào sẽ được:

$$T_c = \frac{T_I}{\gamma K_{dt} K_c} \quad (6.26)$$

Hàm số truyền mạch vòng hở của cả hệ thống tùy động là:

$$W_I(s)W_{kn}(s) \approx \frac{K_I K_{kn} (T_c s + 1)}{s(T_I s + 1)(T_{ph} s + 1)(\tau s + 1)(T_k s + 1)} \quad (6.27)$$

Công thức (6.27) chứng tỏ, khi sử dụng phản hồi vi phân tốc độ quay, hệ thống sau khi hiệu chỉnh vẫn là hệ thống loại I. So sánh với hàm số truyền gần đúng của mạch vòng kín sau khi hiệu chỉnh bằng phản hồi vi phân tốc độ quay $W_{kn}(s)$ và hàm số truyền ban đầu $W_{dt}(s)$, có thể thấy hiệu chỉnh mắc song song bằng phản hồi vi phân tốc độ quay tương đương với đưa thêm vào hệ một khâu hiệu chỉnh mắc nối tiếp có hàm số truyền tương đương là:

$$\frac{(T_m s + 1)(T_c s + 1)}{(T_I s + 1)(T_k s + 1)}$$

Cũng có thể nói, tác dụng hiệu chỉnh của phản hồi vi phân tốc độ quay cùng bậc với bộ điều chỉnh PID, vừa cải thiện được phẩm chất trạng thái động của hệ thống vừa có thể bảo đảm độ chính xác trạng thái ổn định, không cần tăng hệ số tiền khuếch đại. Hơn nữa nó còn ưu việt hơn so với bộ điều chỉnh PID mắc nối tiếp, bởi vì nó vẫn có tính chất phản hồi, có tác dụng hạn chế nhất định đối với ảnh hưởng của tính phi tuyến và sự thay đổi tham số các khâu được bao bởi mạch vòng.

So sánh giữa hai phương pháp hiệu chỉnh mắc song song phản hồi tốc độ và phản hồi vi phân tốc độ, rõ ràng là cách thứ hai tốt hơn cách thứ nhất, bởi vì nó dùng cách tăng K_I là đã có thể bảo đảm độ chính xác trạng thái ổn định vốn có ban đầu, mà độ tác động nhanh cũng được tăng lên ở một mức độ nhất định, chỉ còn một vấn đề nhiễu âm tần trong tín hiệu máy phát tốc và hằng số thời gian.

Ví dụ 6.3: Vẫn lấy hệ thống tùy động vị trí trên hình 6.14 làm ví dụ để tiến hành thiết kế, sử dụng phương pháp phản hồi vi phân tốc độ quay, như trên hình 6.32.

Hàm số truyền ban đầu của hệ thống được chia thành hai bộ phận $W_1(s)$ và $W_2(s)$:

$$W_1(s) = \frac{K_1}{T_{ph}s + 1}, \text{ trong đó } T_{ph} = 0,007 \text{ s}$$

$$W_2(s) = \frac{K_2}{s(T_m s + 1)}, \text{ trong đó } T_m = 0,9 \text{ s}$$

Hàm số truyền của khâu hiệu chỉnh mắc song song là:

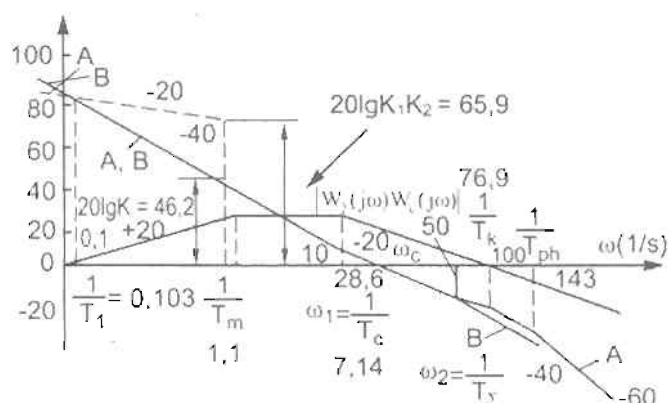
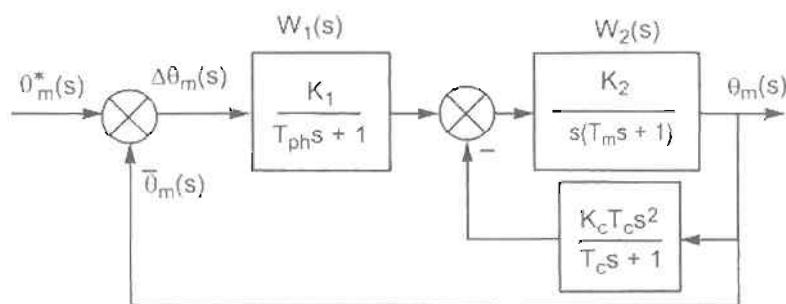
$$W_{dn}(s) = \frac{K_c T_c s^2}{T_c s + 1}$$

Yêu cầu hệ phải thỏa mãn các chỉ tiêu kỹ thuật sau đây:

- Hệ số phẩm chất tốc độ $K_v \geq 1000 \text{ 1/s}$;
- Thời gian quá trình quá độ với đầu vào dạng bước nhảy $t_s \leq 0,25 \text{ s}$
- Lượng quá điều khiển với đầu vào dạng bước nhảy $\sigma_{\max} \% \leq 30\%$

Hãy xác định các tham số hiệu chỉnh mắc song song K_c và T_c , và phân phối hệ số truyền của các bộ phận ban đầu K_1 và K_2 .

Giải:



Hình 6.32. Hệ thống tự động của ví dụ 6.3 và hiệu chỉnh trạng thái động của nó

- Sơ đồ cấu trúc trạng thái động;
- Phép đồ giải gần đúng của đường đặc tính logarit tần biên.

Bước 1: Tìm hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống và làm gần đúng thành hệ thống điển hình.

Trước tiên dùng phép đồ hoạ gần đúng để tìm hàm số truyền của mạch vòng trong nhỏ, theo công thức (6.23):

$$W_{kn}(s) = \frac{K_{kn}(T_c s + 1)}{s(T_l s + 1)(T_k s + 1)} = \frac{K_2(T_c s + 1)}{s(T_l s + 1)(T_k s + 1)}$$

vì thế hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống là:

$$W(s) = W_l(s)W_{kn}(s) = \frac{K_1 K_2 (T_c s + 1)}{s(T_l s + 1)(T_{ph} s + 1)(T_k s + 1)}$$

Bởi vì $T_k \ll \frac{1}{\omega_0}$, $T_{ph} \ll \frac{1}{\omega_0}$, còn $T_l \gg \frac{1}{\omega_0}$, có thể coi T_k , T_{ph} là hằng số thời gian thành phần, dùng $T_\Sigma = T_k + T_{ph}$ thay thế, lại giả thiết $\frac{1}{T_l s} \cong \frac{1}{T_l s + 1}$, thì hàm số truyền mạch vòng hở của hệ thống được đơn giản hoá thành dạng hệ thống điển hình loại II:

$$W(s) = \frac{K_1 K_2 (T_c s + 1)}{T_l s^2 (T_\Sigma s + 1)}$$

Bước 2: Tính toán tham số từ chỉ tiêu chất lượng cho trước.

Với yêu cầu $\sigma_{\max} \% \leq 30\%$, từ chỉ tiêu tính chất của hệ thống điển hình loại II của bảng 3.6 biết được độ rộng trung tần cần chọn là $h \approx 7$, và $t_s = 11,3 T_\Sigma$. Lúc này hệ số khuếch đại mạch vòng hở của hệ thống điển hình là:

$$K = \frac{K_1 K_2}{T_l} = \frac{h+1}{2h^2 T_\Sigma^2} = \frac{8}{2 \times 49 T_\Sigma^2} = \frac{0,0816}{T_\Sigma^2}$$

Do yêu cầu thời gian quá trình quá độ $t_s \leq 0,25$ s, nên:

$$T_\Sigma \leq \frac{0,25}{11,3} \text{ s} = 0,0221 \text{ s, lấy } T_\Sigma = 0,02 \text{ s}$$

ta có: $T_k = T_\Sigma - T_{ph} = (0,002 - 0,007) \text{ s} = 0,013 \text{ s}$

$$\omega_k = \frac{1}{T_k} = \frac{1}{0,013} \text{ 1/s} = 76,9 \text{ 1/s}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_\Sigma} = \frac{1}{0,02} \text{ 1/s} = 50 \text{ 1/s}$$

$$K = \frac{K_1 K_2}{T_l} = \frac{0,0816}{0,02^2} \text{ s}^{-2} = 204 \text{ s}^{-2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T_c} = 7,14 \text{ 1/s};$$

$$\omega_c = \frac{\omega_2}{\frac{2h}{h+1}} = \frac{50}{\frac{14}{8}} \text{ 1/s} = 28,6 \text{ 1/s}$$

Từ K , ω_1 , ω_2 , ω_c có thể đưa ra đặc tính logarit tần biên của hệ thống điển hình gần đúng loại II, như đặc tính B trong hình 6.32b.

Dựa vào công thức (6.26):
$$T_k = \frac{T_m}{K_2 K_c}$$

ta có:
$$K_2 K_c = \frac{T_m}{T_k} = \frac{0,9}{0,013} = 69,2$$

Dựa vào công thức (6.25):

$$T_1 = K_2 K_c T_c = 69,2 \times 0,14s = 9,69 s$$

$$\frac{1}{T_1} = \frac{1}{9,69} s^{-1} = 0,103 s^{-1}$$

Do đó hệ số khuếch đại mạch vòng hở của hệ thống thực tế có thể tìm ra từ K và T_1 :

$$K_1 K_2 = K \times T_1 = 204 \times 9,69 s^{-1} = 1977 s^{-1}$$

K_c là hệ số phản hồi tốc độ, sau khi đã chọn máy phát tốc có thể xác định giá trị cụ thể của nó. Giả thiết $K_c = 0,5 \times 10^{-3} V.s/\mu W$, thì hệ số truyền thành phần ban đầu sẽ là:

$$K_2 = \frac{T_m / T_k}{K_c} = \frac{69,2}{0,5 \times 10^{-3}} \mu W/V.s = 1,384 \times 10^5 \mu W/V.s$$

$$K_1 = \frac{K_1 K_2}{K_2} = \frac{1977}{1,384 \times 10^5} V/\mu W = 0,0143 V/\mu W.$$

Vậy, các tham số hiệu chỉnh: $T_c = \frac{1}{\omega_1} = 0,14 s$; $K_c = 0,5 \times 10^{-3} V.s/\mu W$, hệ số

truyền: $K_1 = 0,0143 V/\mu W$; $K_2 = 1,384 \times 10^5 \mu W/V.s$.

Đặc tính logarit tần biên của hệ thống thực tế như đường A trên hình 6.32b. Dựa vào kết quả ở trên để kiểm nghiệm độ chính xác trạng thái ổn định:

Hệ số phẩm chất tốc độ $K_v = K_1 K_2 = 1977 1/s > 1000 1/s$, thỏa mãn yêu cầu đặt ra.

Bước 3: Kiểm nghiệm tính ổn định mạch vòng kín nhỏ.

Khi tiến hành thiết kế theo phương pháp nội trên, nhất thiết phải bảo đảm tính ổn định cho mạch vòng kín trong. Đặc tính logarit tần biên mạch vòng hở $|W_2(j\omega) W_{dn}(j\omega)|$ cho thấy, với độ nghiêng $+20dB/dec$ và $-20dB/dec$ nó lần lượt đi qua điểm 0 của đường

Webe, vì thế hệ thống mạch vòng kín trong là ổn định. Nếu phát hiện $\omega_k = \frac{1}{T_k}$ rất lớn

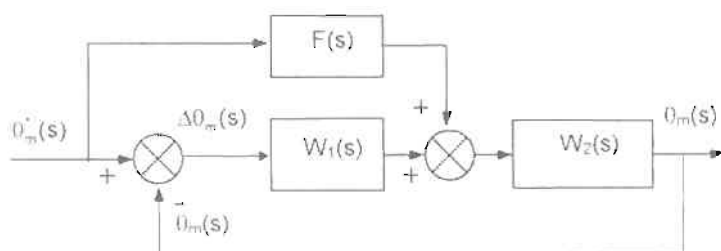
vượt quá phạm vi tần số của tham số mạch vòng nhỏ bị bỏ qua, thì cần phải xem xét lại tham số nhỏ đã bỏ qua ở mạch vòng kín trong, kiểm nghiệm lại tính ổn định của hệ thống. Nếu không ổn định, cần phải tăng thêm bộ điều chỉnh để hiệu chỉnh mắc nối tiếp, khiến cho mạch vòng kín nhỏ ổn định lại, hoặc giảm ω_k , chịu hy sinh một ít độ tác động nhanh, nhằm bảo đảm ổn định cho mạch vòng kín nhỏ.

6.4.3. Điều khiển phức hợp (bù theo lượng điều khiển)

Khi có thể đo hoặc tính toán được ở mọi thời điểm các bậc đạo hàm của tín hiệu đầu vào hệ thống tùy động, có thể lợi dụng giá trị đạo hàm ấy để điều khiển bù theo lượng điều khiển đầu vào, tạo thành hệ điều khiển bù vòng hở hoặc kết hợp với điều

hiển phản hồi (điều khiển vòng kín) thành điều khiển phức hợp, và đây cũng là một cách làm rất hiệu quả để nâng cao chỉ tiêu phẩm chất trạng thái tĩnh và trạng thái động của hệ thống. Sơ đồ cấu trúc của hệ thống điều khiển phức hợp như trên hình 6.33. Trong đó, $F(s)$ là hàm số truyền của bộ phận bù theo tín hiệu đặt, $W_1(s)$, $W_2(s)$ là hàm số truyền của hệ thống ban đầu.

Sau đây sẽ tập trung phân tích nguyên lý bất biến của điều khiển phức hợp và phương pháp hàm số truyền tương đương khi thiết kế trạng thái động.



Hình 6.33. Sơ đồ cấu trúc hệ thống tùy động điều khiển phức hợp (bù theo lượng điều khiển đầu vào)

6.4.3.1. Nguyên lý bất biến

Thông qua phép biến đổi sơ đồ cấu trúc có thể dễ dàng tìm ra hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống điều khiển phức hợp thể hiện trên hình 6.33 là:

$$W_{\text{idm}}(s) = \frac{\theta_m(s)}{\theta_m^*(s)} = \frac{W_1(s)W_2(s) + W_2(s)F(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} \quad (6.28)$$

Từ công thức 6.28 có thể thấy, nếu chọn được:

$$F(s) = -\frac{1}{W_2(s)} \quad (6.29)$$

thì $W_{\text{idm}}(s) = 1$, lúc này sai số nguyên lý trạng thái ổn định và sai số trạng thái động của hệ thống đều không còn nữa. Trường hợp này đã thực hiện được tính hoàn toàn bất biến đối với đại lượng đặt, biểu thức (6.29) chính là điều kiện để thực hiện tính hoàn toàn bất biến.

Trong trường hợp chung, $F(s) = \frac{1}{W_2(s)}$ có thể khai triển thành cấp số mũ của s :

$$F(s) = \tau_1 s + \tau_2 s^2 + \dots + \tau_n s^n$$

trong đó n là bậc của mẫu số $W_2(s)$.

Từ công thức trên có thể thấy, muốn thực hiện tính bất biến hoàn toàn phải dựa các tín hiệu đạo hàm từ bậc 1, bậc 2... đến bậc cao làm tín hiệu điều khiển bù, điều này chắc chắn là rất khó thực hiện. Trên thực tế, tương đối dễ thực hiện là tín hiệu đạo hàm bậc nhất của lượng đầu vào (có thể lắp ở trực vào một máy phát tốc độ), và tín hiệu đạo hàm gần như bậc hai (sau máy phát tốc lại lắp thêm vi phân $R-C$), như vậy, trên thực tế có thể thực hiện tính bất biến từng phần, không thể thực hiện bất biến hoàn toàn. Ví dụ đưa tín hiệu đạo hàm bậc nhất vào lượng đầu vào cho trước có thể bù sai số tốc độ của hệ thống tùy động, đưa tín hiệu đạo hàm bậc hai vào lượng

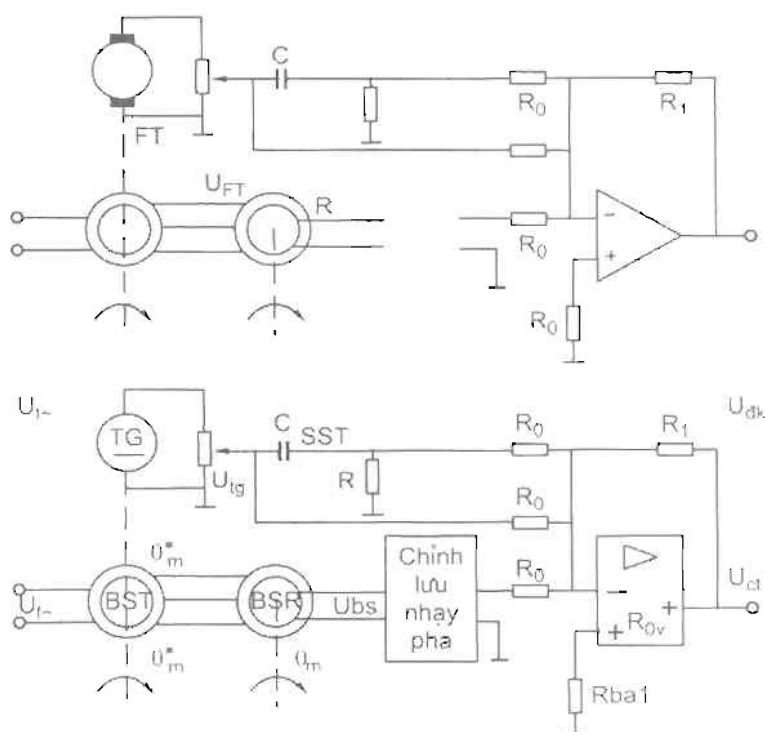
dầu vào có thể bù được sai số gia tốc của hệ thống tùy động. Vì thế, dù cho chỉ là điều khiển phức hợp bất biến từng phần, nhưng cũng đã nâng cao độ chính xác ở một mức độ nhất định.

Hàm số truyền của mạch vòng kín khi hệ thống không bù là:

$$W(s) = \frac{W_1(s)W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)}$$

Hàm số truyền $W_{idm}(s)$ mạch vòng kín của hệ thống tùy động điều khiển phức hợp sau khi có khâu bù, so sánh $W_{kn}(s)$ với $W_{idm}(s)$ có thể thấy, mẫu số của chúng như nhau, nghĩa là nghiệm của phương trình đặc trưng là như nhau, cho nên đưa thêm khâu bù sẽ không ảnh hưởng tới tính ổn định của hệ thống ban đầu, thêm nữa, trong trường hợp này ta không tăng hệ số khuếch đại mạch hở mà vẫn làm tăng rất mạnh độ chính xác trạng thái ổn định của hệ thống, tính năng trạng thái động cũng dễ dàng được giữ vững.

Để làm cho hàm số truyền của bộ phận bù $F(s)$ có được dạng tương đối đơn giản, thường tìm cách đưa tín hiệu bù gần với vùng đầu ra của hệ thống (bởi vì lúc này dạng của $W_2(s)$ tương đối đơn giản). Nhưng nếu như vậy thường đòi hỏi tín hiệu bù phải có công suất lớn, kết quả ngược lại làm cho cấu trúc mạch bù trở nên phức tạp. Để đạt được mục đích nhưng cấu trúc hệ thống không bị phức tạp, có thể đưa tín hiệu bù trực tiếp đến đầu vào của bộ khuếch đại tổng hợp tín hiệu, như trên hình 6.34. Bởi vì hệ thống điều khiển phức hợp đã có những tính năng điều khiển ưu việt như trên, khi phương án hiệu chỉnh trạng thái động khác không phù hợp, thì có thể nhờ vào hệ thống điều khiển phức hợp mà đạt được hiệu quả như mong muốn.



Hình 6.34. Tín hiệu bù đưa vào bộ khuếch đại

6.4.3.2. Phương pháp hàm số truyền tương đương

Phân tích và thiết kế hệ thống điều khiển phức hợp, phương pháp đơn giản nhất là hàm số truyền tương đương. Ý tưởng của phương pháp này là biết được hàm số truyền mạch vòng kín của hệ thống điều khiển phức hợp (công thức (6.28)), dựa vào quan hệ giữa hệ thống điều khiển phản hồi thông thường và hàm số truyền mạch vòng

kín, trở lại tìm hàm số truyền mạch vòng hở tương đương của hệ thống điều khiển phức hợp, đồng thời căn cứ vào hàm số truyền mạch vòng hở này để tiến hành phân tích và thiết kế.

Để thuận tiện cho việc xem xét, trong công thức (6.28) đặt $W_1(s) = 1$, $W_2(s) = W(s)$, ta có:

$$W_{\text{dm}}(s) = \frac{W(s)[1 + F(s)]}{1 + W(s)} \quad (6.30)$$

Hàm số truyền mạch vòng hở tương đương là:

$$W_h(s) = \frac{W_{\text{dm}}(s)}{1 - W_{\text{dm}}(s)} = \frac{W(s)[1 + F(s)]}{1 - F(s)W(s)} \quad (6.31)$$

Giả thiết hệ thống ban đầu là hệ thống loại I, hàm số truyền mạch vòng hở của nó là:

$$W(s) = \frac{K_v}{s(T_1 s + 1)}$$

Trong đó: K_v là hệ số phẩm chất tốc độ của hệ thống ban đầu;

T_1 là hằng số thời gian lớn nhất trong hệ thống.

Chỉ sử dụng khâu quán tính cực đại không thể lý giải được là $W(s)$ chỉ biểu thị bộ phận tần số thấp của đặc tính tần số mạch vòng hở. Bởi vì tác dụng điều khiển phức hợp chủ yếu là nâng cao độ chính xác trạng thái ổn định, cho nên đặc tính của bộ phận tần số thấp chính là điều đáng quan tâm nhất trong trường hợp này.

Khi tín hiệu vào dạng tuyến tính thì bộ phận bù có thể lấy đạo hàm bậc nhất, chọn hàm truyền $F(s) = \tau_1 s$ thì hàm số truyền mạch vòng hở tương đương sẽ biến thành:

$$W_h(s) = \frac{K_v(\tau_1 s + 1)}{T_1 s^2 + (1 - \tau_1 K_v)s} \quad (6.32)$$

$$\text{Nếu } \tau_1 = \frac{1}{K_v} \text{ ta có:} \quad W_h(s) = \frac{K_v(\tau_1 s + 1)}{T_1 s^2} \quad (6.33)$$

Công thức (6.33) cho thấy, trên hệ thống điển hình loại I đưa thêm vào khâu điều khiển bù do đạo hàm bậc nhất tạo thành ở điều kiện bù hoàn toàn (tức là $\tau_1 K_v = 1$) có thể tương đương với hệ thống điển hình loại II. Rõ ràng là khi bù hoàn toàn, sai số với tín hiệu vào dạng tuyến tính là bằng 0.

Trên thực tế, trong quá trình làm việc do sự thay đổi của các tham số và tính phi tuyến của các linh kiện, điều kiện bù hoàn toàn có thể bị phá vỡ. Vì vậy, thường thiết kế ở điều kiện làm việc bù thiếu, tức là chọn:

$$\tau_1 K_v = 0,9 \div 0,95$$

Lúc này hàm số truyền mạch vòng hở tương đương trở thành:

$$W_h(s) = \frac{K_v(\tau_1 s + 1)}{T_1 s^2 + (0,05 \div 0,1)s} = \frac{\frac{K_v}{0,05 \div 0,1}(\tau_1 s + 1)}{s(\frac{T_1}{0,05 \div 0,1} s + 1)} \quad (6.34)$$

Từ biểu thức (8.34) có thể thấy, ở điều kiện bù không hoàn toàn, hàm số truyền mạch vòng hở tương đương vẫn là dạng điển hình loại I, nhưng hệ số phẩm chất tốc

độ lại được nâng cao lên $10 \div 20$ lần, do đó làm cho độ chính xác trạng thái ổn định được cải thiện một cách rõ ràng. Nhưng nhiên các tham số của hệ thống ban đầu càng ổn định, thì độ tuyến tính càng tốt, mức độ bù có thể tiến gần đến 6. Hệ số phẩm chất tốc độ của hệ thống điều khiển phức hợp cũng sẽ tăng lên.

Bây giờ hãy đưa đường tiệm cận tần số thấp của ba trường hợp không có bù, bù hoàn toàn và bù khuyết ($90\% \div 95\%$) vẽ trên hình 6.35, sau khi so sánh những đường đặc

tính này có thể phát hiện, sử dụng điều kiện phức hợp có thể nâng cao dải tần thấp, do đó độ chính xác trạng thái ổn định đã được cải thiện.

6.5. TÓM TẮT

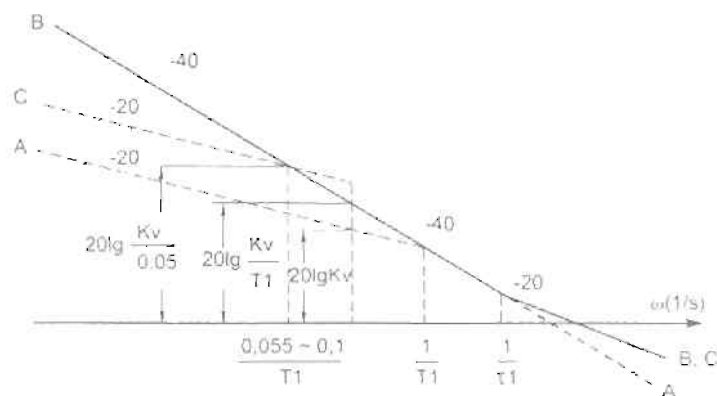
Ở đây dùng hệ thống tùy động vị trí với thiết bị đo kiểm là sensin làm điển hình nghiên cứu về mô hình toán học, sai số trạng thái ổn định của hệ thống tùy động vị trí, phân tích và thiết kế hiệu chỉnh trạng thái động.

Quan hệ giữa đầu vào sai số góc của sensin và điện áp đầu ra là hàm số sin, chỉ có trong phạm vi độ lệch góc rất nhỏ ($\leq 10^\circ$) mới có thể coi gần đúng là khâu tuyến tính. Bộ chỉnh lưu nhảy pha, bộ khuếch đại công suất đảo chiều và động cơ bấm đều thể hiện là khâu quán tính bậc nhất, nếu xem xét ở mức độ chính xác hơn thì động cơ là khâu bậc hai. Quan hệ giữa tốc độ quay và chuyển vị góc quay qua hộp giảm tốc có thể coi là một khâu tích phân.

Sai số trạng thái ổn định của hệ thống tùy động vị trí bao gồm sai số đo kiểm của các linh kiện đo kiểm, sai số nguyên lý do cấu trúc hệ thống và tham số đặc trưng quyết định, sai số nhiễu. Sai số đo kiểm thông thường chiếm thành phần chủ yếu trong sai số trạng thái ổn định, vì vậy muốn có được hệ thống tùy động với độ chính xác cao trước tiên phải có các linh kiện đo kiểm có độ chính xác cao. Sai số nguyên lý ngoài việc do cấu trúc của bản thân hệ thống và các tham số đặc trưng quyết định, còn liên quan tới dạng tín hiệu đầu vào, vì vậy mới có khái niệm về hệ số phẩm chất tốc độ và hệ số phẩm chất gia tốc. Sai số nhiễu bao gồm sai số nhiễu phụ tải, sai số do sự thay đổi các tham số và sai số nhiễu âm tần (ồn) trong các linh kiện đo kiểm gây ra, lúc phân tích chúng thường lấy sai số nhiễu làm đại biểu.

Đối với yêu cầu về tính năng trạng thái động của hệ thống tùy động ngoài yêu cầu tất yếu về tính ổn định còn có vấn đề khả năng bám nhanh, hiệu chỉnh trạng thái động là những vấn đề phức tạp hơn so với hệ thống điều tốc, nên đã phát triển ra rất nhiều phương pháp hiệu chỉnh trạng thái động. Trong số đó thường dùng là:

1. Hiệu chỉnh bằng bộ điều chỉnh mắc nối tiếp, phương pháp thiết kế như trong hệ



Hình 6.35. Đường tiệm cận tần thấp của đặc tính mạch vòng hở tương đương của hệ thống điều khiển phức hợp

A) Hệ thống ban đầu; B) Hệ thống điều khiển phức hợp bù hoàn toàn; C) Hệ thống bù $90 \div 96\%$

thông điều tốc, để giải quyết mâu thuẫn giữa độ tác động nhanh và tính ổn định của hệ thường dùng bộ điều chỉnh PD hoặc PID.

2. Phương pháp điều chỉnh phản hồi mắc song song, thường dùng phản hồi tốc độ quay hoặc phản hồi vị phân tốc độ.

3. Điều khiển phức hợp – đồng thời với việc sử dụng phản hồi, đưa thêm vào hệ khâu bù với đầu vào là tín hiệu các đạo hàm.

Gọi nguyên lý điều khiển phối hợp với sai số nguyên lý trạng thái ổn định bù trừ cho toàn bộ sai số trạng thái động gọi là nguyên lý bất biến, trên thực tế tính bất biến hoàn toàn là không thực hiện được, mà chỉ là tính bất biến từng bộ phận tức là bù sai số từng phần. Các tham số điều khiển bù thường được tính toán nhờ sử dụng phương pháp hàm số truyền tương đương.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 6

6.1. Hãy nêu các bộ phận chủ yếu của hệ tự động vị trí? Sự giống và khác nhau giữa hệ tự động vị trí và hệ điều tốc?

6.2. Phân loại hệ tự động vị trí?

6.3. Tại sao phải đo vị trí? Những thiết bị đo vị trí nào thường dùng trong các hệ tự động vị trí?

6.4. Đèn mã quang điện kiểu trị tuyệt đối thường dùng những chế độ mã hóa nào?

6.5. Cấu trúc cơ bản của một hệ tự động vị trí sensin sử dụng động cơ một chiều và hàm truyền các khâu của hệ?

6.6. Ở chế độ ổn định hệ thống tự động vị trí thường gặp những loại sai số nào? Các biện pháp hạn chế?

6.7. Khi hiệu chỉnh trạng thái động hệ tự động vị trí thường đưa hệ về dạng nào? Tại sao?

6.8. Xác định bộ điều chỉnh khi hiệu chỉnh nối tiếp hệ tự động vị trí sensin và đưa hệ về dạng hệ điển hình loại II?

6.9. Phản hồi âm tốc độ trong hệ tự động vị trí sensin có tác dụng gì? Tại sao nên thay phản hồi âm tốc độ bằng phản hồi âm theo vị phân tốc độ?

6.10. Cấu trúc điều khiển phức hợp (có bù theo lượng điều khiển)? Khi sử dụng cấu trúc này thì hàm truyền khâu bù $F(s)$ được lựa chọn như thế nào?

Chương 7

CÁC LOẠI HÌNH CƠ BẢN CỦA HỆ ĐIỀU CHỈNH TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ – HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP

7.1. CÁC LOẠI HÌNH CƠ BẢN CỦA HỆ ĐIỀU TỐC ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Hiện nay người ta đang sử dụng rất nhiều phương pháp điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều không đồng bộ và có rất nhiều tư liệu trình bày về các loại hệ thống điều tốc loại động cơ này, các phương pháp điều tốc có thể là:

1. Điều tốc giảm điện áp;
2. Điều tốc sử dụng bộ ly hợp trượt điện tử;
3. Điều tốc điện trở nối tiếp trong mạch rotor động cơ rotor dây quấn;
4. Điều tốc nối cấp động cơ không đồng bộ rotor dây quấn;
5. Điều tốc thay đổi số đôi cực;
6. Điều tốc bằng phương pháp thay đổi tần số nguồn (điều tốc biến tần);
- V.v...

Trong giai đoạn đầu, để tìm ra một hệ điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều, người ta đã phải tốn khá nhiều công sức, ngày nay các hệ thống điều tốc xoay chiều đã trở nên phổ biến và thông dụng, để đi sâu tìm hiểu nguyên lý cơ bản, cần tìm hiểu sâu về quy luật bên trong của chúng, để từ đó hiểu được bản chất của hệ thống điều tốc xoay chiều.

Dựa vào nguyên lý cơ bản của động cơ điện không đồng bộ, công suất điện từ P_{dt} từ stator truyền sang rotor được chia thành hai phần: phần thứ nhất $P_2 = (1 - s)P_{dt}$ là công suất cơ học dùng để truyền động cho phụ tải, còn phần thứ hai là công suất trượt $P_s = sP_{dt}$, tỷ lệ thuận với hệ số trượt s . Từ góc độ chuyển đổi năng lượng mà xét, công suất trượt tăng hay giảm, âm hay dương là phản ánh năng lượng tiêu hao nhiều hay ít, thu hồi được hay không, và trở thành một chỉ tiêu đánh giá mức độ cao thấp về hiệu suất của hệ thống. Xuất phát từ đặc điểm này, có thể chia hệ thống điều tốc động cơ không đồng bộ thành 3 loại lớn:

1. Hệ thống điều tốc tiêu hao công suất trượt – toàn bộ công suất trượt chuyển thành nhiệt năng tiêu hao mất. Ba phương pháp điều tốc (1), (2), (3) kể trên đều thuộc về loại này. Hiệu suất của các hệ thống điều tốc loại này là thấp nhất và chấp nhận tổn thất công suất để đổi lấy việc giảm tốc độ quay (khi mômen phụ tải không đổi), tốc độ càng xuống thấp thì hiệu suất càng giảm, nhưng cấu trúc của hệ thống này là đơn giản nhất, vì thế nó vẫn được dùng trong một số trường hợp.

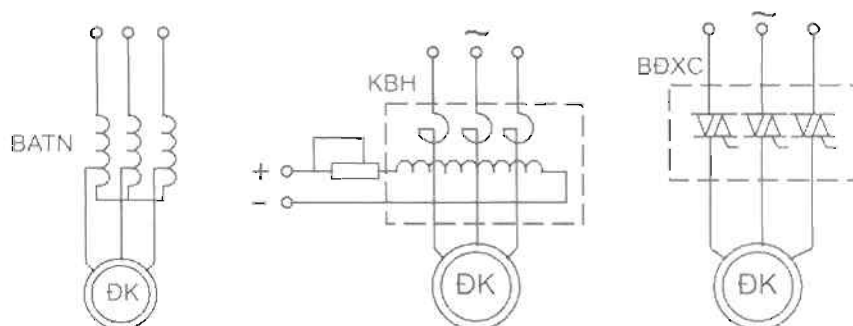
2. Hệ thống điều tốc kiểu tái sinh – một bộ phận của công suất trượt bị tiêu hao đi, phần lớn còn lại nhờ có thiết bị chuyển đổi được trả về mạng điện hoặc chuyển hoá thành cơ năng để dùng vào việc có ích khác, khi tốc độ quay càng thấp công suất thu hồi càng nhiều, phương pháp điều tốc thứ (4) đã kể trên là thuộc loại này. Hiệu suất của hệ thống điều tốc loại này rõ ràng là cao hơn loại thứ (1) nhưng phải thêm thiết bị biến đổi và phải tiêu hao một phần công suất trong nó.

3. Hệ thống điều tốc công suất trượt không thay đổi – trong hệ thống này không tránh khỏi tiêu hao công suất trên dây quấn rotor, nhưng sự tiêu hao công suất trượt hầu như không phụ thuộc vào tốc độ cao hay thấp, vì thể hiệu suất khá cao. Phương pháp điều tốc thứ (5) và thứ (6) kể trên là thuộc loại này, trong đó phương pháp thay đổi số đôi cực là phương pháp điều chỉnh có cấp, ít dùng. Chỉ có điều tốc biến tần được ứng dụng rộng rãi nhất, cho phép xây dựng được các hệ thống điều tốc xoay chiều có chất lượng cao, có thể thay thế cho hệ điều tốc động cơ một chiều và do đó được phát triển mạnh nhất.

7.2. HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC VÒNG KÍN ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP MẠCH STATOR

Khi tham số mạch điện động cơ không đồng bộ không thay đổi, với một tốc độ quay nhất định, mômen điện từ của động cơ M_{dt} tỷ lệ với bình phương điện áp U_1 của mạch stator. Vì thế, thay đổi điện áp xoay chiều đặt vào mạch stator là có thể thay đổi quan hệ hàm số đặc tính cơ của nó, dẫn đến có thể thay đổi tốc độ quay của động cơ điện.

Điều tốc điều áp xoay chiều là phương pháp điều tốc khá đơn giản. Trước kia chủ yếu dùng biến áp tự ngẫu (với công suất nhỏ) hoặc là bộ điện kháng bão hoà nối trong mạch stator động cơ để điều tốc, sơ đồ nguyên lý của nó như trên hình 7.1a và 7.1b. Nguyên lý điều áp của biến thể tự ngẫu thì đã quá rõ không cần phải giải thích. Bộ điện kháng bão hoà (KBH) là bộ điện kháng xoay chiều có lắp cuộn dây điều khiển một chiều, thay đổi dòng điều khiển một chiều là có thể khống chế mức độ bão hoà của lõi sắt, từ đó thay đổi giá trị điện kháng của bộ điện kháng. Khi lõi sắt bão hoà, điện kháng rất nhỏ, vì vậy điện áp mạch stator nhận được là cao; khi lõi sắt không bão hoà, điện kháng tăng lên, điện áp mạch stator giảm xuống, thực hiện được điều tốc hạ áp.



Hình 7.1. Sơ đồ nguyên lý điều tốc biến áp động cơ không đồng bộ

BATN – biến áp tự ngẫu; KBH – bộ điện kháng bão hoà;

BĐXC – bộ điều áp xoay chiều dùng triac

Nhược điểm chung của biến áp tự ngẫu và bộ điện kháng bão hoà là thiết bị cồng kềnh nặng nề, sau khi kỹ thuật điện tử công suất phát triển chúng đã bị loại bỏ và thay thế bởi bộ biến đổi điện áp xoay chiều dùng tiristor hoặc triac (hình 7.1c) sử dụng ba cặp tiristor lắp song song ngược hoặc ba triac lần lượt lắp nối tiếp trong mạch điện nguồn xoay chiều ba pha, rồi nối tiếp với cuộn dây stator của động cơ, thông qua điều khiển góc mở của tiristor hoặc triac có thể điều chỉnh điện áp đặt vào động cơ.

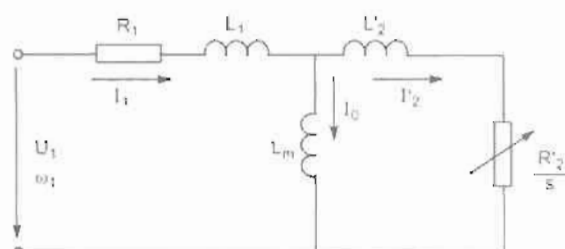
7.2.1. Đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi thay đổi điện áp

Dựa vào lý thuyết máy điện với những điều kiện giả thiết sau đây:

1. Bỏ qua sóng hài cả về không gian và thời gian;
2. Bỏ qua bão hoà từ;
3. Bỏ qua tổn thất, mạch điện thay thế ở trạng thái ổn định của động cơ cảm ứng như hình 7.2.

Định nghĩa các tham số trong hình 7.2 như sau:

R_1 , R_2' là điện trở mỗi pha của stator và rotor quy đổi về stator; L_1 , L_2' là điện cảm tản (điện cảm rò) mỗi pha stator và rotor quy đổi về stator; L_m là điện cảm từ hóa (kích từ); U_1 , ω_1 là giá trị hiệu dụng điện áp pha và tần số góc điện cung cấp cho stator động cơ; s là hệ số trượt.



Hình 7.2. Mạch điện tương đương trạng thái ổn định động cơ điện cảm ứng

$$\text{Từ hình vẽ có thể rút ra: } I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s})^2 + \omega_1^2 (L_1 + C_1 L_2')^2}} \quad (7.1)$$

$$\text{Trong đó: } C_1 = 1 + \frac{R_1 + j\omega_1 L_1}{j\omega_1 L_m} \approx 1 + \frac{L_1}{L_m}$$

Thông thường $L_m \gg L_1$, thì $C_1 \approx 1$, điều này tương đương với thay đổi điều kiện thứ (3) trong ba điều kiện giả thiết trên (bỏ qua tổn thất dòng điện từ hóa). Như vậy công thức dòng điện có thể đơn giản hoá thành:

$$I_1 = I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + \omega_1^2 (L_1 + L_2')^2}} \quad (7.2)$$

$$\text{Đặt công suất điện từ } P_{dt} = \frac{3(I_2')^2 R_2'}{s};$$

$$\text{Tốc độ góc cơ học đồng bộ } \Omega_1 = \frac{\omega_1}{n_p}, \text{ trong đó } n_p \text{ là số đôi cực;}$$

Mômen điện từ của động cơ cảm ứng sẽ là:

$$M_{dt} = \frac{P_{dt}}{\Omega_1} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_2'^2 \frac{R_2'}{s} = \frac{3n_p U_1^2 R_2' / s}{\omega_1 \sqrt{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + \omega_1^2 (L_1 + L_2')^2}} \quad (7.3)$$

Biểu thức (7.3) chính là phương trình đường đặc tính cơ của động cơ điện cảm ứng. Nó chứng tỏ, ở một tốc độ quay hoặc hệ số trượt xác định, mômen điện từ tỷ lệ thuận với bình phương điện áp. Như vậy, khi điện áp khác nhau đường đặc tính cơ sẽ như trên hình 7.3, trong đó U_{1dm} biểu thị điện áp định mức mạch stator.

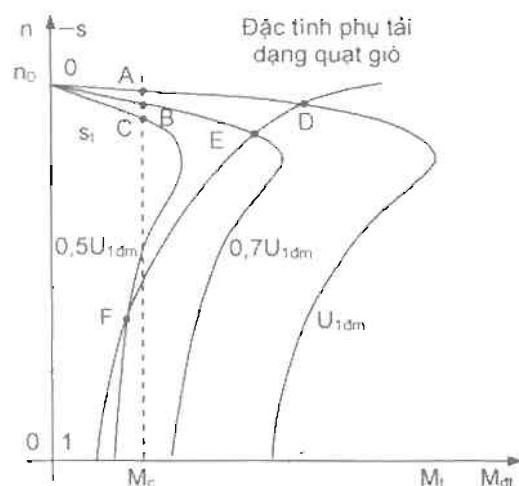
Lấy đạo hàm biểu thức (7.3) đối với s , đồng thời cho $\frac{dM_{dt}}{ds} = 0$, có thể tìm được hệ số trượt s_t (hệ số trượt tới hạn) tương ứng với mômen quay đạt cực đại (còn gọi là mômen tới hạn), thường ký hiệu là M_t :

$$s_t = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + \omega_1^2 (L_1 + L'_2)^2}} \quad (7.4)$$

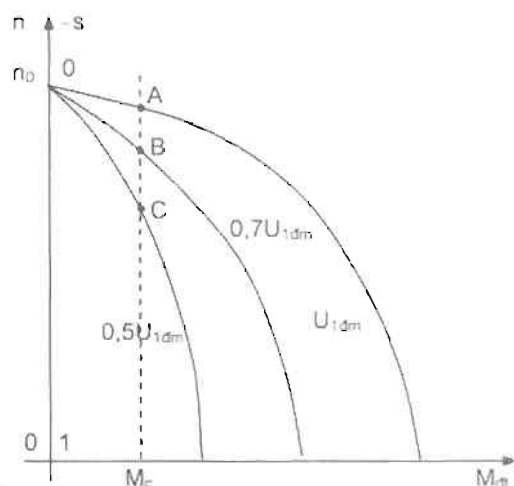
và mômen cực đại (còn gọi là mômen tới hạn M_t):

$$M_t = \frac{3n_p U_1^2}{2\omega_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + \omega_1^2 (L_1 + L'_2)^2} \right]} \quad (7.5)$$

Từ hình 7.3 có thể thấy, động cơ rotor lồng sóc thông thường với tải dạng mômen không đổi, khi điện áp thay đổi điểm làm việc ổn định là A, B, C, phạm vi thay đổi của hệ số trượt sẽ không vượt khỏi $s = 0 \div s_t$, phạm vi điều tốc rất nhỏ. Nếu làm việc với tải dạng quạt gió, thì điểm làm việc là D, E, F, phạm vi điều chỉnh sẽ lớn hơn một ít. Để mở rộng thêm phạm vi điều tốc khi thay đổi điện áp (điều tốc điều áp) với tải có mômen hằng số, cần phải cho động cơ làm việc ổn định ở tốc độ thấp hơn, nhưng không được quá nặng, yêu cầu các cuộn dây của mạch rotor có trị số điện trở khá cao. Hình 7.4 biểu diễn đường đặc tính cơ của động cơ với cuộn dây rotor có điện trở cao khi thay đổi điện áp; rõ ràng là, phạm vi điều tốc khi điều chỉnh điện áp với mômen phụ tải bằng hằng số đã được tăng lên, hơn nữa khi làm việc nếu bị kẹt cũng không làm cháy động cơ, vì thế động cơ này được gọi là động cơ mômen (xoay chiều).



Hình 7.3. Đường đặc tính cơ của động cơ điện cảm ứng với các giá trị khác nhau của điện áp trên stator



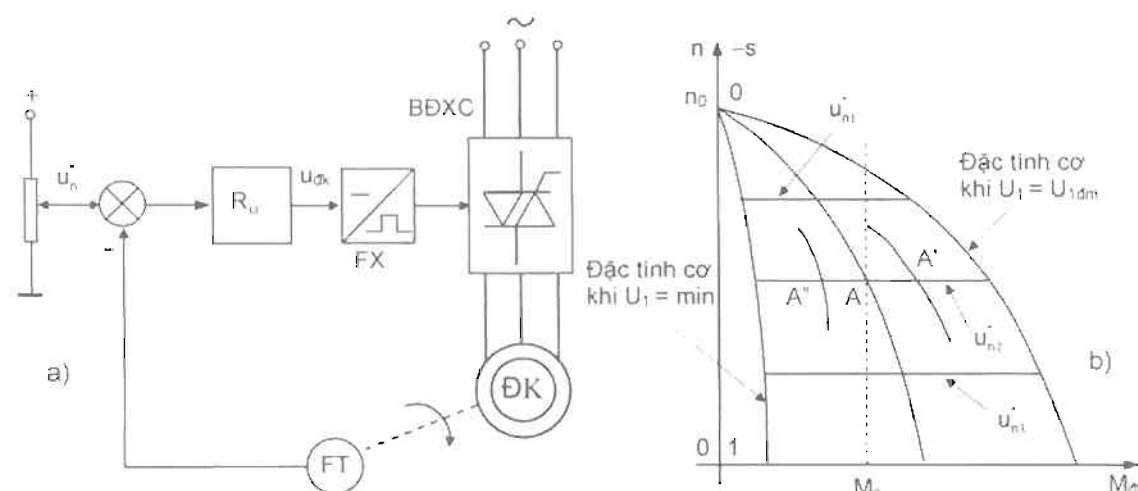
Hình 7.4. Đường đặc tính cơ của động cơ điện cảm ứng với rotor điện trở cao khi thay đổi giá trị điện áp trên stator

7.2.2. Hệ thống điều chỉnh tốc độ bằng cách thay đổi điện áp và đặc tính tĩnh của hệ

Phạm vi điều tốc điều áp thông thường của động cơ không đồng bộ là rất hẹp; khi sử dụng động cơ mômen với rotor điện trở cao, phạm vi điều tốc đã tăng lên một ít.

nhưng đường đặc tính cơ lại rất mềm, hệ số trượt tĩnh lúc phụ tải thay đổi lại quá lớn (xem hình 7.4). hệ thống hồ rất khó giải quyết vấn đề này. Đối với phụ tải có tính chất mômen hằng số, khi yêu cầu phạm vi điều tốc $D > 2 : 1$, thường phải dùng hệ thống điều tốc mạch vòng kín có phản hồi âm tốc độ quay (hình 7.5a), khi yêu cầu không cao cũng có thể dùng phản hồi điện áp mạch stator.

Đường đặc tính tĩnh trên hình 7.5b là đặc tính cơ của hệ thống điều tốc mạch vòng kín ứng với hình 7.5a. Nếu mômen phụ tải là M_c , điểm làm việc là điểm A, khi phụ tải tăng lên dẫn tới tốc độ giảm xuống, thì tác dụng của điều khiển phản hồi có thể nâng cao điện áp mạch stator, động cơ chuyển đến điểm làm việc mới A' trên đường đặc tính cơ ứng với giá trị điện áp stator mới. Cùng lý luận như thế, khi phụ tải giảm xuống, cũng có thể tìm được điểm làm việc mới A'' với điện áp thấp của stator. Theo quy luật điều khiển phản hồi, nối các điểm A, A', A'' sẽ được đường đặc tính tĩnh của hệ thống mạch vòng kín. Dù cho đường đặc tính cơ mạch vòng hở của động cơ không đồng bộ khác biệt khá nhiều so với đặc tính mạch vòng hở của động cơ một chiều, nhưng đặc tính cơ của hệ thống mạch vòng kín có đoạn rất giống nhau. Mặc dù đặc tính cơ động cơ mômen không đồng bộ xoay chiều là rất mềm, nhưng đặc tính cơ tĩnh của hệ thống mạch vòng kín được quyết định bởi hệ số khuếch đại hệ thống lại có độ cứng rất lớn. Nếu sử dụng bộ điều chỉnh PI, cũng có thể đạt được vô sai tĩnh. Thay đổi tín hiệu đặt u_n^* (u_{cd}) đường đặc tính tĩnh sẽ di chuyển lên xuống thực hiện mục đích điều tốc.

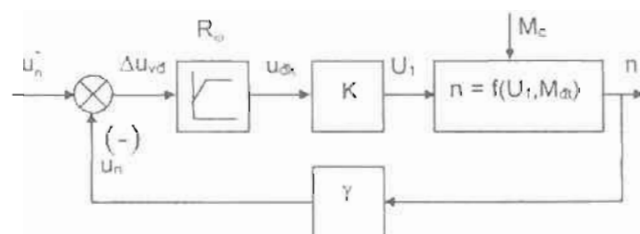


Hình 7.5. Hệ thống kín điều chỉnh tốc độ bằng cách thay đổi điện áp có phản hồi âm tốc độ: a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đặc tính tĩnh.

Chỗ khác biệt của hệ thống này so với hệ thống điều tốc bằng điều chỉnh điện áp mạch rotor động cơ một chiều là: đặc tính cơ với điện áp định mức U_{1dm} và đặc tính cơ với điện áp cực tiểu U_{1min} là cận biên trái và phải của đặc tính tĩnh hệ thống mạch vòng kín, khi phụ tải thay đổi tới giá trị cực hạn hai phía hệ thống mạch vòng kín sẽ mất khả năng điều khiển, hệ thống trở về làm việc với đường đặc tính cơ hệ hở.

Dựa vào hệ thống trên hình 7.5a, có thể vẽ được sơ đồ cấu trúc trạng thái tĩnh của hệ (hình 7.6). Trong hình 7.6, $K = \frac{U_1}{u_{dk}}$ là hệ số khuếch đại của bộ biến đổi điện áp

xoay chiều, $\gamma = \frac{u_n}{n}$ là hệ số phản hồi âm tốc độ; R_ω là bộ điều chỉnh, thường sử dụng bộ điều chỉnh PI; $n = f(U_1, M_{dt})$ là phương trình đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ ứng với công thức (7.3), nó là một hàm phi tuyến.

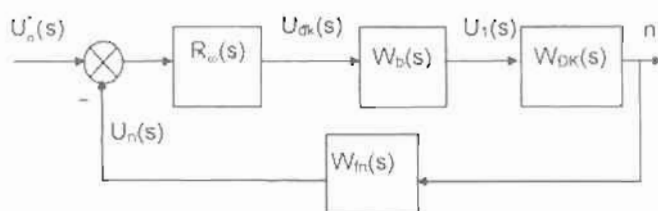


Hình 7.6. Sơ đồ cấu trúc trạng thái tĩnh hệ thống điều tốc động cơ không đồng bộ bằng thay đổi điện áp stator

Ở chế độ tĩnh: $U_n^* = U_n = \gamma n$; $M_{dt} = M_c$; dựa vào u_n^* , γ và M_c để tính hoặc dùng phép đồ giải có thể tìm được U_1 cần thiết và u_{dk} tương ứng.

7.2.3. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng

Khi phân tích và thiết kế hệ thống, trước tiên phải lập được sơ đồ cấu trúc trạng thái động. Từ sơ đồ cấu trúc trạng thái tĩnh của hệ thống (hình 7.6) có thể trực tiếp nhận được sơ đồ cấu trúc trạng thái động như hình 7.7.



Hình 7.7. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng của hệ thống điều tốc động cơ không đồng bộ bằng thay đổi điện áp stator

1. Bộ điều chỉnh tốc độ quay R_ω : Thường dùng bộ điều chỉnh PI để có thể loại bỏ sai số tĩnh và cải thiện chất lượng trạng thái động, hàm số truyền của nó là:

$$W_{R_\omega}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s}$$

2. Bộ biến đổi điện áp xoay chiều BDXC, với giả thiết quan hệ đầu vào - đầu ra là tuyến tính, ở trạng thái động, có thể coi gần đúng là khâu quán tính bậc nhất, giống như bộ chỉnh lưu tiristor. Hàm số truyền có thể viết thành:

$$W_b(s) = \frac{K_b}{\tau s + 1}$$

điều kiện gần đúng giống như biểu thức (2.36). Đối với bộ biến đổi ba pha dùng 3 cặp tiristor hoặc 3 triac, tải đấu Y, có thể lấy $\tau = 3,3 \text{ ms}$; đối với bộ biến đổi khác phải xem xét riêng.

3. Khâu phản hồi tốc độ FN': Xét tới tác dụng lọc bố trí trong mạch phản hồi, hàm

số truyền của nó là:

$$W_m(s) = \frac{\gamma}{T_m s + 1}$$

4. Động cơ không đồng bộ DK: Bởi vì mô tả quá trình trạng thái động của động cơ không đồng bộ là một hệ phương trình vi phân phi tuyến, nên không thể dùng một hàm số truyền để biểu thị chính xác quan hệ đầu vào đầu ra trong toàn bộ phạm vi điều tốc của nó. Cần phải chấp nhận một số giả thiết, đồng thời dùng phương pháp tuyến tính hoá gần đúng lân cận điểm làm việc trạng thái ổn định mới có thể nhận được hàm số truyền gần đúng. Dưới đây sẽ giới thiệu một phương pháp tìm hàm số truyền gần đúng ấy.

Điểm làm việc ổn định có thể tìm được từ phương trình đường đặc tính cơ, theo công thức (7.3):

$$M_{dt} = \frac{3n_p U_1^2 R'_2 / s}{\omega_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + \omega_1^2 (L_1 + L'_2)^2 \right]}$$

Khi điện trở mạch rotor R'_2 khá lớn, có thể coi: $R_1 \ll \frac{R'_2}{s}$, và $\omega_1 (L_1 + L'_2) \ll \frac{R'_2}{s}$, nghĩa là tương đương với bỏ qua quán tính điện từ do điện cảm tản của động cơ không đồng bộ gây ra. Với giả thiết bỏ qua R_1 và $\omega_1 (L_1 + L'_2)$:

$$M_{dt} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} U_1^2 s \quad (7.6)$$

Đây là đặc tính cơ gần tuyến tính ở điều kiện nói trên.

Giả thiết A là một điểm làm việc ở trạng thái ổn định trên đường đặc tính cơ gần tuyến tính, thì :

$$M_{dtA} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} U_{1A}^2 s_A \quad (7.7)$$

Lân cận điểm A có sai lệch vi phân: $M_{dt} = M_{dtA} + \Delta M_{dt}$; $U_1 = U_{1A} + \Delta U_1$ và $s = s_A + \Delta s$, thay vào biểu thức (7.6) sẽ có:

$$M_{dtA} + \Delta M_{dt} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} (U_1 + \Delta U_1)^2 (s_A + \Delta s)$$

Khai triển biểu thức trên, đồng thời bỏ qua các đại lượng vô cùng bé bậc cao kể cả tích của hai và hơn hai vô cùng bé, ta có:

$$M_{dtA} + \Delta M_{dt} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} (U_{1A}^2 s_A + 2U_{1A} s_A \Delta U_1 + U_{1A}^2 \Delta s) \quad (7.8)$$

Lấy biểu thức (7.8) trừ cho biểu thức (7.7), được:

$$\Delta M_{dt} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} (2U_{1A} s_A \Delta U_1 + U_{1A}^2 \Delta s) \quad (7.9)$$

Đã biết hệ số trượt $s = 1 - \frac{n}{n_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_1}$, trong đó ω_1 và ω tốc độ góc đồng bộ và

tốc độ góc thực tế của rotor, vì thế:

$$\Delta s = -\frac{\Delta \omega}{\omega_1} \quad (7.10)$$

Thay vào biểu thức (7.9) sẽ được:

$$\Delta M_{dt} \approx \frac{3n_p}{\omega_1 R'_2} \left(2U_{1A} s_A \Delta U_1 - \frac{U_{1A}^2}{\omega_1} \Delta \omega \right) \quad (7.11)$$

Biểu thức (7.11) chính là quan hệ giữa các giá số ΔM_{dt} , ΔU_1 , $\Delta \omega$ ở lân cận điểm làm việc trạng thái ổn định.

Phương trình chuyển động của hệ thống truyền động sẽ là:

$$M_{dt} - M_c = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (7.12)$$

Khi làm việc tại điểm A trạng thái ổn định:

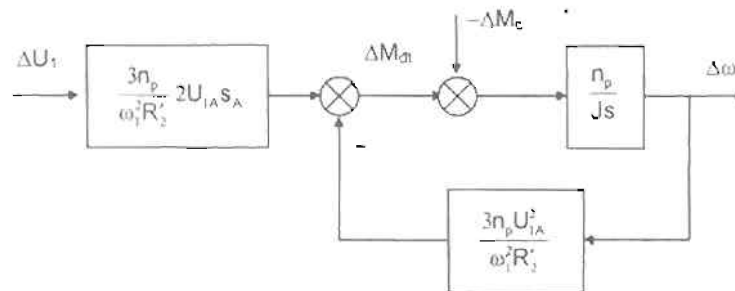
$$M_{dtA} - M_{cA} = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega_A}{dt}$$

Nếu ở lân cận điểm A có sai lệch giá số, thì :

$$M_{dtA} + \Delta M_{dt} - (M_{cA} + \Delta M_c) = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d(\omega_A + \Delta \omega)}{dt}$$

Lấy hai biểu thức trừ cho nhau, sẽ được

$$\Delta M_{dt} - \Delta M_c = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d(\Delta \omega)}{dt} \quad (7.13)$$



Hình 7.8. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động tuyến tính hoá gần đúng của động cơ không đồng bộ

Vẽ sơ đồ cấu trúc phối hợp theo biểu thức (7.11) và (7.13), sẽ được sơ đồ cấu trúc sai phân tuyến tính hóa của động cơ không đồng bộ khi bỏ qua quán tính điện từ, như trên hình 7.8. Nếu chỉ xét tới hàm số truyền giữa ΔU_1 đến $\Delta \omega$, có thể cho $\Delta M_c = 0$, hàm số truyền của mạch vòng nhỏ trong là:

$$\frac{\frac{n_p}{Js}}{1 + \frac{3n_p U_{1A}^2}{\omega_1^2 R'_2} \cdot \frac{n_p}{Js}} = \frac{1}{\frac{J}{n_p} s + \frac{3n_p U_{1A}^2}{\omega_1^2 R'_2}}$$

Vậy, hàm số truyền tuyến tính hoá gần đúng của động cơ không đồng bộ là:

$$\begin{aligned} W_{DK}(s) &= \frac{\Delta\omega(s)}{\Delta U_1(s)} = \left(\frac{3n_p}{\omega_l R_2'} \right) 2U_{1A} s_A \cdot \frac{1}{\frac{J}{n_p} s + \frac{3n_p U_{1A}^2}{\omega_l^2 R_2'}} \\ &= \frac{2s_A \omega_l}{U_{1A}} \cdot \frac{1}{\frac{J\omega_l^2 R_2'}{3n_p^2 U_{1A}^2} s + 1} = \frac{K_{DK}}{T_m s + 1} \end{aligned} \quad (7.14)$$

trong đó: $K_{DK} = \frac{2s_A \omega_l}{U_{1A}} = \frac{2(\omega_l - \omega_A)}{U_{1A}}$ là hệ số khuếch đại của động cơ không đồng bộ;

$T_m = \frac{J\omega_l^2 R_2'}{3n_p^2 U_{1A}^2}$ là hằng số thời gian điện cơ của hệ thống truyền động dùng

động cơ không đồng bộ.

Do đã bỏ qua quán tính điện từ, chỉ còn lại quán tính điện cơ của các bộ phận quay, động cơ không đồng bộ gần như trở thành khâu tuyến tính quán tính bậc nhất.

Thay hàm số truyền của 4 khâu kể trên vào các khâu trong sơ đồ cấu trúc hình 7.7, sẽ được sơ đồ cấu trúc gần đúng trạng thái động sai phân tuyến tính hoá hệ thống điều tốc điều chỉnh điện áp mạch stator động cơ xoay chiều không đồng bộ.

Cuối cùng còn phải nhấn mạnh thêm rằng, khi sử dụng cụ thể sơ đồ cấu trúc trạng thái động rút ra từ cách làm như trên phải chú ý hai điểm sau đây:

1. Do nó là mô hình sai phân tuyến tính hoá, chỉ dùng để phán đoán tính ổn định và hiệu chỉnh trạng thái động ở lân cận điểm làm việc trên đoạn đặc tính cơ được tuyến tính hoá, không dùng để tính toán chỉ tiêu trạng thái động khi khởi động và hãm với phạm vi thay đổi lớn của tốc độ.

2. Do đã bỏ qua quán tính điện từ của động cơ, nên kết quả phân tích và tính toán chỉ ở mức sơ lược.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 7

7.1. Hãy nêu các phương pháp điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều không đồng bộ? Phân loại các phương pháp điều chỉnh theo góc độ chuyển đổi năng lượng?

7.2. Trình bày sơ đồ nguyên lý và đặc tính tĩnh của hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều không đồng bộ ba pha (ĐK) bằng phương pháp điều chỉnh điện áp cấp cho mạch stator có phản hồi âm tốc độ và bộ điều chỉnh là khâu PI?

7.3. Trình bày hàm số truyền gần đúng của động cơ xoay chiều không đồng bộ ba pha trong hệ thống điều chỉnh tốc độ bằng phương pháp điều chỉnh điện áp cấp cho mạch stator? Sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng của hệ?

Chương 8

HỆ THỐNG ĐIỀU CHỈNH TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU KHÔNG ĐỒNG BỘ BẰNG PHƯƠNG PHÁP THAY ĐỔI TẦN SỐ

8.1. PHƯƠNG TRÌNH ĐIỀU KHIỂN CƠ BẢN CỦA HỆ THỐNG TRUYỀN ĐỘNG BIẾN TẦN – ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Khi điều tốc động cơ điện, một vấn đề quan trọng là phải cố gắng duy trì được từ thông Φ_m trên mỗi cực không đổi và bằng giá trị định mức. Từ thông quá yếu sẽ không phát huy hết khả năng của lõi sắt động cơ, là một dạng lãng phí, nếu tăng từ thông có thể làm cho mạch từ bão hoà, dẫn tới dòng điện kích từ quá lớn, có thể làm hỏng cuộn dây động cơ do quá nóng. Đối với động cơ một chiều, hệ thống kích từ là độc lập, chỉ cần có lượng bù phù hợp đối với phản ứng phản ứng sẽ giữ được Φ_m không đổi một cách dễ dàng. Trong động cơ xoay chiều không đồng bộ, từ thông là do tác dụng tổng hợp của mạch rotor và stator tạo ra, làm như thế nào để giữ cho Φ_m không đổi? Đây là vấn đề phải được nghiên cứu trước tiên.

Như đã biết, giá trị hiệu dụng của sức điện động cảm ứng của mỗi pha stator động cơ không đồng bộ ba pha là:

$$E_f = 4,44 f_1 N_1 k_{N1} \Phi_m \quad (8.1)$$

trong đó: E_f là giá trị hiệu dụng của sức điện động cảm ứng do từ thông ở khe hở không khí gây ra trong mỗi pha stator động cơ không đồng bộ ba pha, đơn vị đo là V;

f_1 là tần số mạch stator, đơn vị đo là Hz;

N_1 là số vòng quấn của mỗi cuộn dây mỗi pha stator;

k_{N1} là hệ số cuộn dây đối với sóng cơ bản;

Φ_m là từ thông ở khe hở không khí mỗi cực, đơn vị là Wb.

Từ công thức (8.1) có thể thấy, chỉ cần điều khiển tốt E_f và f_1 là có thể đạt được mục đích điều khiển từ thông Φ_m , sau đây sẽ xét các trường hợp điều chỉnh dưới và trên tần số cơ bản (tần số định mức f_{1dm}).

8.1.1. Điều tốc thấp hơn tần số cơ bản

Từ công thức (8.1) có thể thấy, muốn giữ cho Φ_m không đổi, khi điều chỉnh giảm tần số f_1 từ trị số định mức f_{1dm} trở xuống, bắt buộc phải đồng thời giảm E_f xuống, làm cho:

$$\frac{E_f}{f_1} = \text{const} \quad (8.2)$$

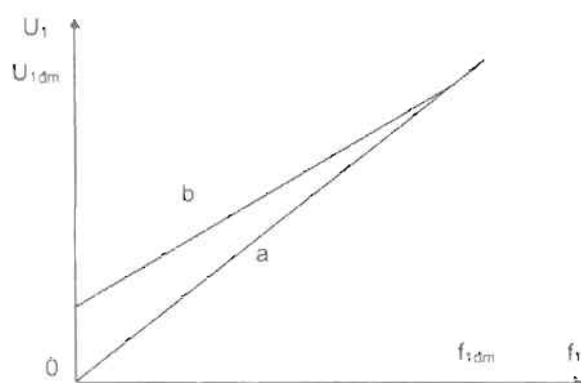
nghĩa là sử dụng phương thức điều khiển với tỷ số sức điện động và tần số là hằng.

Nhưng sức điện động cảm ứng trong cuộn dây là khó điều khiển, khi trị số sức điện động khá cao, có thể bỏ qua lượng sụt áp trên điện trở và điện kháng tản của cuộn dây stator và coi điện áp pha của stator xấp xỉ bằng sức điện động pha ($U_1 \approx E_f$), vì thế:

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (8.3)$$

Đây là phương thức điều khiển tỷ số điện áp và tần số là hằng.

Ở vùng tần số khá thấp, U_1 và E_r đều khá nhỏ, thành phần sụt áp điện trở và điện kháng tản chiếm tỷ lệ khá lớn, không thể bỏ qua. Lúc này, cần phải nâng cao điện áp U_1 lên một ít nhằm bù lại lượng sụt áp trên mạch stator. Đặc tính điều khiển tỷ số điện áp tần số là hằng được thể hiện trên hình 8.1, trong đó khi có bù sụt áp stator là đường b, còn trường hợp không bù là đường a.

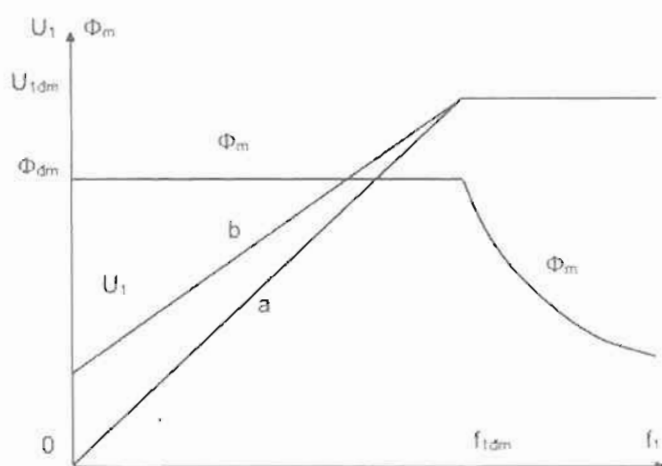


Hình 8.1. Đặc tính điều khiển tỷ số điện áp và tần số hằng số:
a) Không bù sụt áp mạch stator; b) Có bù sụt áp mạch stator

8.1.2. Điều tốc cao hơn tần số cơ bản

Khi điều tốc cao hơn tần số cơ bản, tần số có thể tăng lớn hơn f_{1dm} , nhưng điện áp U_1 không thể tăng quá điện áp định mức U_{1dm} , tối đa là chỉ giữ được $U_1 = U_{1dm}$. Từ công thức (8.1) có thể thấy, điều đó sẽ làm cho từ thông sẽ giảm xuống theo tỷ lệ nghịch với tần số, tương đương với trường hợp động cơ một chiều điều chỉnh giảm từ thông để tăng tốc.

Đem kết hợp hai trường hợp tần số thấp và cao hơn so với tần số cơ bản có thể được đường đặc tính điều khiển của hệ thống điều tốc biến tần – động cơ không đồng bộ như hình 8.2. Nếu động cơ ở những tốc độ khác nhau đều có dòng điện định mức thì động cơ có thể làm việc lâu dài trong điều kiện nhiệt độ ở mức cho phép, trong trường hợp tần số cao hơn f_{1dm} thì tương ứng với tần số tăng thì tốc độ quay tăng và từ thông động cơ giảm. Như vậy, theo lý thuyết truyền động điện, khi tần số thấp hơn tần số cơ bản, ta có mômen cho phép M_{cp} bằng hằng số, còn khi tần số cao hơn tần số cơ bản, ứng với trường hợp công suất cho phép P_{cp} bằng hằng số.



Hình 8.2. Đặc tính điều khiển điều tốc biến tần động cơ không đồng bộ

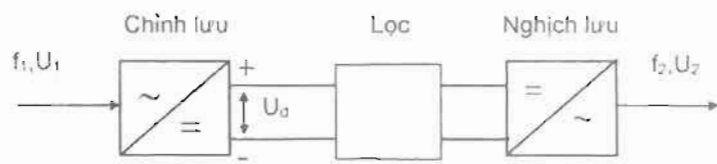
8.2. CÁC BỘ BIẾN ĐỔI TẦN SỐ TĨNH

Phương thức điều khiển vừa xem xét ở trên chứng tỏ, muốn đạt được yêu cầu điều tốc bắt buộc phải thay đổi đồng thời điện áp nguồn và tần số. Trong khi đó hiện nay mạng điện công nghiệp có đặc tính là tần số và giá trị hiệu dụng điện áp là hằng số, buộc phải sử dụng thiết bị biến đổi tần số và điện áp, thường gọi là bộ biến đổi tần số hay bộ biến tần (BT). Bộ biến tần ra đời sớm nhất là bộ biến tần máy điện sử dụng các máy điện quay, mà ngày nay đã phải nhường chỗ cho thiết bị biến tần kiểu tĩnh ứng dụng các dụng cụ điện tử công suất.

Về mặt cấu trúc, thiết bị biến tần kiểu tĩnh được chia thành hai loại là biến tần trực tiếp và biến tần gián tiếp. Thiết bị biến tần gián tiếp trước tiên phải biến đổi điện xoay chiều của mạng điện thành điện áp một chiều nhờ bộ chỉnh lưu, sau đó lại qua bộ nghịch lưu biến đổi điện áp một chiều thành điện áp xoay chiều có tần số và điện áp điều khiển được, vì vậy còn được gọi là thiết bị biến tần gián tiếp có khâu trung gian một chiều. Thiết bị biến tần trực tiếp thực hiện biến đổi điện áp xoay chiều của mạng trực tiếp thành điện áp xoay chiều có tần số và điện áp điều khiển được, không có khâu trung gian một chiều. Hiện nay trên thực tế thiết bị biến tần gián tiếp được dùng nhiều hơn.

8.2.1. Thiết bị biến tần gián tiếp (thiết bị biến tần xoay chiều – một chiều – xoay chiều)

Bộ biến tần gián tiếp có khâu trung gian một chiều có thể có các cấu trúc khác nhau, cấu trúc chung được mô tả như hình 8.3. Về cơ bản có thể có ba khâu chính: Chỉnh lưu, lọc và nghịch lưu. Phụ thuộc vào việc điều chỉnh điện áp đầu ra mà có thể có ba dạng sau: Bộ biến tần dùng chỉnh lưu có điều khiển, bộ biến tần dùng chỉnh lưu không điều khiển nhưng thêm bộ biến đổi xung áp một chiều, bộ biến tần dùng chỉnh lưu không điều khiển với nghịch lưu thực hiện điều chế độ rộng xung (PWM).



Hình 8.3. Thiết bị biến tần gián tiếp

8.2.1.1. Thiết bị biến tần gián tiếp dùng chỉnh lưu điều khiển

Bộ biến tần này có cấu trúc như trên hình 8.4a, điện áp xoay chiều lưới điện được biến đổi thành điện áp một chiều có điều chỉnh nhờ chỉnh lưu điều khiển tiristor, khâu lọc có thể là bộ lọc điện dung hoặc điện cảm phụ thuộc vào dạng nghịch lưu sử dụng, khâu nghịch lưu có thể sử dụng các tiristor hoặc transistor. Việc điều chỉnh giá trị điện áp ra U_2 được thực hiện bằng việc điều khiển góc điều khiển bộ chỉnh lưu, việc điều chỉnh tần số tiến hành bởi khâu nghịch lưu, tuy nhiên quá trình điều khiển được phối hợp trên cùng một mạch điện điều khiển. Cấu trúc của bộ biến tần loại này đơn giản, dễ điều khiển nhưng do khâu biến đổi điện áp xoay chiều thành một chiều (đầu vào) sử dụng chỉnh lưu điều khiển tiristor nên khi điện áp ra thấp thì hệ số công suất giảm thấp; khâu biến đổi điện áp hoặc dòng điện một chiều thành xoay chiều (đầu ra) thường dùng nghịch áp 3 pha bằng tiristor nên sóng hài bậc cao trong điện áp xoay chiều đầu ra thường có biên độ khá lớn. Đây là nhược điểm chủ yếu của loại bộ biến tần này.



Hình 8.4. Bộ biến tần gián tiếp có khâu trung gian một chiều

a) Biến tần dùng chỉnh lưu điều khiển bằng tiristor

b) Biến tần dùng chỉnh lưu không điều khiển có thêm bộ biến đổi xung điện áp

c) Biến tần dùng chỉnh lưu không điều khiển với nghịch lưu điều chế PWM

8.2.1.2. Biến tần dùng chỉnh lưu không điều khiển có thêm bộ biến đổi xung điện áp

Bộ biến tần gián tiếp dùng bộ chỉnh lưu không điều khiển kết hợp với bộ biến đổi xung điện áp một chiều để điều chỉnh điện áp một chiều ở đầu vào khối nghịch lưu được biểu diễn trên hình 8.4b.

Việc biến đổi điện áp xoay chiều thành một chiều để cấp cho khối nghịch lưu sử dụng bộ chỉnh lưu diôt không điều khiển. Khối nghịch lưu chỉ có nhiệm vụ biến đổi điện áp một chiều thành xoay chiều với tần số điều chỉnh được mà không có khả năng điều chỉnh điện áp ra của nghịch lưu nên giữa khối chỉnh lưu và nghịch lưu bố trí thêm bộ biến đổi xung điện áp một chiều để điều chỉnh giá trị điện áp một chiều cấp cho nghịch lưu nhằm thực hiện nhiệm vụ điều chỉnh giá trị hiệu dụng điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu U_2 . Mặc dù bộ biến tần này đã phải thêm một khâu (chưa kể phải thêm khâu lọc) nhưng hệ số công suất đầu vào khá cao, khắc phục được nhược điểm của bộ biến tần thứ nhất trên hình 8.4a. Khối nghịch lưu đầu ra không thay đổi nên vẫn tồn tại nhược điểm sóng hài khá lớn, mặt khác do phải thêm bộ biến đổi xung điện áp nên số phần tử và giá thành tăng.

8.2.1.3. Bộ biến tần dùng bộ chỉnh lưu không điều khiển với bộ nghịch lưu PWM

Bộ biến đổi tần số gián tiếp dùng bộ chỉnh lưu không điều khiển kết hợp với bộ nghịch lưu PWM được mô tả trên hình 8.4c.

Bộ chỉnh lưu là loại không điều khiển bằng các diôt có độ bền cao và hệ số công suất khá cao. Điện áp đầu ra của chỉnh lưu sau khi qua bộ lọc được dùng để cấp cho khối nghịch lưu. Khối nghịch lưu ngoài nhiệm vụ biến đổi điện áp một chiều thành xoay chiều với tần số điều chỉnh được còn phải đảm nhận được chức năng là điều chỉnh giá trị điện áp đầu ra, để thực hiện các nhiệm vụ này, ở đây sử dụng khối nghịch lưu điều chế độ rộng xung (PWM, viết tắt của Pulse Width Modulation) bằng các dụng cụ điều khiển hoàn toàn như IGBT hoặc GTO. Khối nghịch lưu này có ưu điểm nổi bật là giảm được sóng hài bậc cao trong điện áp xoay chiều đầu ra, nâng cao

chất lượng hệ thống điều tốc. Như vậy đã khắc phục được cả hai nhược điểm của thiết bị hình 8.4a. Mức độ giảm sóng hài phụ thuộc vào tần số đóng cắt, tần số đóng cắt càng cao càng có khả năng tạo ra dòng điện gần với đường cong hình sin, với việc dùng các IGBT có thể cho phép nghịch lưu PWM làm việc với tần số đóng cắt thường từ 2,5 đến 10 kHz (có thể đạt được tần số đóng cắt đến 20 kHz) nên đồ thị dòng đầu ra rất gần với dạng hình sin chính xác, vì vậy nó được gọi là bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung hình sin (SPWM, viết tắt của Sinusoidal Pulse Width Modulation), đây là một dạng cấu trúc được sử dụng phổ biến hiện nay.

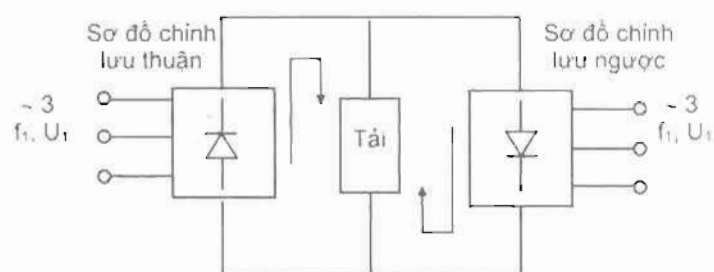
8.2.2. Bộ biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều)

Cấu trúc của thiết bị biến tần trực tiếp như trên hình 8.5. Bộ biến đổi này chỉ dùng một khâu biến đổi là có thể biến đổi nguồn điện xoay chiều có điện áp và tần số không đổi thành điện áp xoay chiều có điện áp và tần số điều chỉnh được. Do quá trình biến đổi không phải qua khâu trung gian nên được gọi là bộ biến tần trực tiếp, còn được gọi là bộ biến đổi sóng cô định (Cycloconverter).



Hình 8.5. Thiết bị biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều)

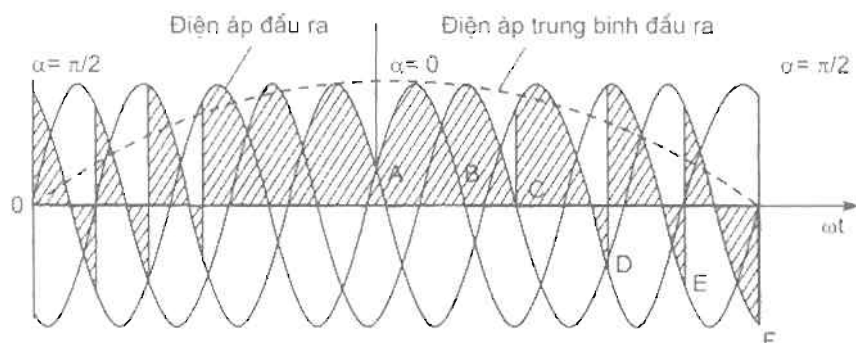
Mỗi một pha đầu ra của bộ biến tần trực tiếp đều được tạo bởi mạch điện mắc song song ngược hai sơ đồ chỉnh lưu tiristor (hình 8.6). Hai sơ đồ chỉnh lưu thuận ngược lần lượt được điều khiển làm việc theo chu kỳ nhất định. Trên phụ tải sẽ nhận được điện áp ra biến thiên u_1 . Biên độ của nó phụ



Hình 8.6. Sơ đồ nguyên lý bộ biến tần trực tiếp

thuộc vào góc điều khiển α , còn tần số của nó phụ thuộc vào tần số không chế quá trình chuyển đổi sự làm việc của hai sơ đồ chỉnh lưu mắc song song ngược. Nếu góc điều khiển α không thay đổi thì điện áp trung bình đầu ra có giá trị không đổi trong mỗi nửa chu kỳ điện áp đầu ra. Muốn nhận được điện áp đầu ra có dạng gần hình sin hơn cần phải liên tục thay đổi góc điều khiển các van của mỗi sơ đồ chỉnh lưu trong thời gian làm việc của nó (mỗi nửa chu kỳ điện áp ra): chẳng hạn ở nửa chu kỳ làm việc của sơ đồ thuận, thực hiện thay đổi góc điều khiển α từ $\frac{\pi}{2}$ (ứng với điện áp trung bình bằng không) giảm dần tới 0 (ứng với điện áp trung bình là cực đại), sau đó lại tăng dần α từ 0 lên tới $\frac{\pi}{2}$ thì điện áp trung bình đầu ra của sơ đồ chỉnh lưu lại từ giá trị cực đại giảm về 0, tức là làm cho góc α thay đổi trong phạm vi $\frac{\pi}{2} \div 0 \div \frac{\pi}{2}$, để điện áp biến đổi theo quy luật gần hình sin, như trên hình 8.7. Trong đó, tại điểm A

có $\alpha = 0$, điện áp chỉnh lưu trung bình cực đại, sau đó tại các điểm B, C, D, E góc α tăng dần lên, điện áp trung bình giảm xuống dần, cho đến điểm F với $\alpha = \frac{\pi}{2}$ điện áp trung bình là 0. Điện áp trung bình trong nửa chu kỳ là hình sin, trong hình vẽ thể hiện bằng nét đứt. Việc điều khiển sơ đồ ngược trong nửa chu kỳ âm điện áp ra cũng tương tự như thế.



Hình 8.7. Đồ thị điện áp đầu ra của thiết bị biến tần xoay chiều - xoay chiều hình sin

Bảng 8.1. So sánh đặc điểm chủ yếu của thiết bị biến tần gián tiếp và trực tiếp dùng tiristor

Loại Các đặc tính	Bộ biến tần gián tiếp	Bộ biến tần trực tiếp
Hình thức chuyển đổi năng lượng	Hai lần chuyển đổi năng lượng, hiệu suất hơi thấp	Chuyển đổi năng lượng một lần, hiệu suất khá cao
Phương thức chuyển đổi dòng điện	Đổi chiều cường bức hoặc dùng phương pháp dao động phụ tải để đổi chiều	Điện áp nguồn đổi chiều
Số lượng linh kiện của thiết bị	Số lượng linh kiện tương đối ít	Số lượng linh kiện khá nhiều
Phạm vi điều tần	Phạm vi điều chỉnh tần số rộng	Nói chung tần số lớn nhất ở đầu ra nằm trong phạm vi $1/3 \div 1/2$ của tần số nguồn
Hệ số công suất mạng điện	Khi điều áp dùng chỉnh lưu điều khiển nên hệ số công suất khá thấp khi điện áp thấp; khi điều áp bằng bộ xung điện áp hoặc dùng phương thức PWM hệ số công suất cao	Tương đối thấp
Phạm vi sử dụng	Có thể dùng để truyền động cho các loại thiết bị với điện áp và tần số nguồn ổn định, điện nguồn không bị cắt	Rất thích hợp với truyền động công suất lớn tốc độ thấp.

Trên đây đã phân tích đầu ra một pha biến tần xoay chiều - xoay chiều (trực tiếp), đối với phụ tải ba pha, hai pha khác cũng dùng mạch điện đảo chiều mắc song song ngược, điện áp trung bình đầu ra có góc pha lệch nhau 120° . Như vậy, nếu mỗi một sơ đồ chỉnh lưu đều dùng loại sơ đồ cầu ba pha thì bộ biến tần ba pha sẽ cần tổng cộng tới 36 tiristor (mỗi nhánh cầu chỉ dùng một tiristor), nếu dùng loại sơ đồ tia ba pha, cũng phải dùng tới 18 tiristor. Vì vậy thiết bị biến tần trực tiếp tuy về mặt cấu trúc chi

dùng một khâu biến đổi, nhưng số lượng linh kiện lại tăng lên rất nhiều, kích thước tổng tăng lên rất lớn. Do những thiết bị này đều tương tự như thiết bị của bộ biến đổi có đảo dòng thường dùng trong hệ thống điều tốc một chiều có đảo chiều nên quá trình chuyển mạch dòng điện được thực hiện giống như trong sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển (chuyển mạch tự nhiên), đối với các linh kiện không có các yêu cầu gì đặc biệt. Ngoài ra, từ hình 8.7 có thể thấy, khi điện áp đổi chiều dòng thì hình sin của điện áp nguồn cũng có thể biến đổi theo rất nhanh chóng, vì vậy tần số đầu ra lớn nhất cũng không vượt quá $\frac{1}{3} \div \frac{1}{2}$ tần số mạng điện (tuỳ theo số pha chỉnh lưu), nếu không, dòng

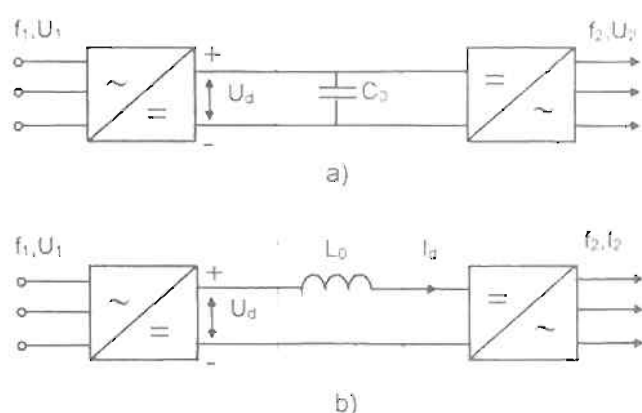
đầu ra sẽ thay đổi rất lớn, sẽ ảnh hưởng tới sự làm việc bình thường của hệ thống điều tốc biến tần. Do số lượng linh kiện tăng lên nhiều, tần số đầu ra giảm xuống, phạm vi thay đổi tần số đầu ra của bộ biến tần hẹp (vì cũng bị giới hạn cả tần số thấp nhất) nên hệ điều tốc này ít được dùng, chỉ trong một số lĩnh vực công suất lớn và cần tốc độ làm việc thấp, chẳng hạn như máy cán thép, máy nghiền bi, lò xi măng, Những loại máy này khi dùng động cơ tốc độ thấp được cấp điện bởi biến tần trực tiếp có thể bỏ được hộp giảm tốc rất cồng kềnh và thường dùng tiristor mắc song song mới thỏa mãn được yêu cầu công suất đầu ra. Bộ biến tần trực tiếp tuy có một số nhược điểm là số lượng phần tử nhiều, phạm vi thay đổi tần số không rộng, chất lượng điện áp ra thấp, nhưng có ưu điểm là hiệu suất cao hơn so với các bộ biến tần gián tiếp, điều này đặc biệt có ý nghĩa khi công suất hệ thống điều tốc cực lớn (các hệ thống dùng động cơ công suất đến 16.000 kW). Bảng so sánh 8.1 được dùng để làm rõ đặc điểm của hai loại thiết bị biến tần nói trên.

8.2.3. Bộ biến tần nguồn điện áp và bộ biến tần nguồn dòng điện

Dựa vào tính chất nguồn điện một chiều cấp cho biến tần có thể phân ra hai loại: bộ biến tần nguồn điện áp và bộ biến tần nguồn dòng điện.

8.2.3.1. Bộ biến tần nguồn điện áp

Đối với bộ biến tần gián tiếp có khâu trung gian một chiều (biến tần xoay chiều – một chiều – xoay chiều), khi ở khâu dòng điện một chiều trung gian chủ yếu dùng bộ lọc điện dung lớn (tụ C_0 trên hình 8.8a), đồ thị điện áp một chiều tương đối bằng phẳng, trong trường hợp lý tưởng có thể coi là nguồn điện áp không đổi với trở kháng trong bằng không, điện áp xoay chiều đầu ra là hình chữ nhật hoặc hình thang, bộ biến tần này được gọi là bộ biến tần nguồn điện áp (hình 8.8a). Bộ biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều) thông dụng tuy không có tụ lọc, nhưng trở kháng thấp của điện nguồn làm cho nó có tính chất của nguồn điện áp, cũng thuộc về loại bộ biến tần nguồn điện áp.



Hình 8.8. Cấu trúc biến tần xoay gián tiếp

a) Bộ biến tần nguồn điện áp

b) Bộ biến tần nguồn dòng điện

8.2.3.2. Bộ biến tần nguồn dòng điện

Khi khâu lọc của bộ biến tần gián tiếp sử dụng bộ lọc sóng điện cảm lớn (điện cảm L_0 trên hình 8.8b), đồ thị dòng điện trong mạch một chiều tương đối bằng phẳng, đối với phụ tải mà nói có thể coi như dòng điện nguồn không thay đổi, dòng điện một chiều đầu ra có đồ thị hình chữ nhật hoặc hình thang, đó là bộ biến tần nguồn dòng điện (hình 8.8b, hay còn gọi là bộ biến tần dòng điện). Bảng 8.2 thực hiện sự so sánh các đặc điểm chủ yếu của bộ biến tần gián tiếp nguồn điện áp và nguồn dòng điện.

Đối với hệ thống điều tốc biến tần mà nói, vì động cơ không đồng bộ thuộc loại phụ tải cảm ứng, dù cho nó ở trạng thái động cơ hay máy phát, hệ số công suất đều không thể bằng 1, vì vậy giữa khâu một chiều trung gian và động cơ điện bao giờ cũng tồn tại sự trao đổi công suất phản kháng. Các dụng cụ bán dẫn công suất trong bộ nghịch lưu không có khả năng tích trữ năng lượng, cho nên năng lượng phản kháng chỉ được tích trữ trong linh kiện khác của khâu một chiều (tụ trong bộ biến tần nguồn điện áp hoặc bộ điện kháng trong bộ biến tần nguồn dòng điện). Vì vậy có thể nói sự khác biệt chủ yếu giữa bộ biến tần nguồn điện áp và nguồn dòng điện chủ yếu là ở phần tử dùng để trao đổi năng lượng phản kháng với tải.

Bảng 8.2. So sánh đặc điểm chủ yếu bộ biến tần gián tiếp nguồn áp và nguồn dòng

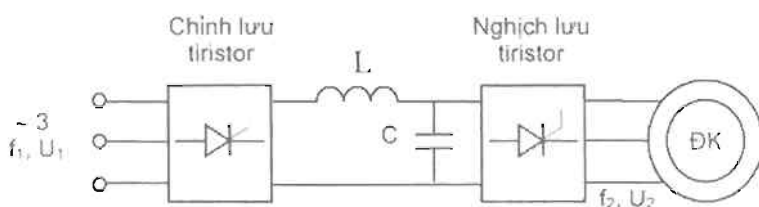
Loại hình Các tham số	Nguồn điện áp	Nguồn dòng điện
Khâu lọc mạch điện một chiều	Tụ	Bộ điện kháng
Đồ thị điện áp đầu ra,	Hình chữ nhật	Phụ thuộc vào phụ tải, đối với phụ tải là động cơ không đồng bộ thì điện áp gần hình sin
Đồ thị dòng điện đầu ra	Phụ thuộc vào hệ số công suất của phụ tải, thành phần sóng hài khá lớn	Hình chữ nhật
Trở kháng chế độ động đầu ra	Nhỏ	Lớn
Khả năng hãm tái sinh	Bên cạnh bộ chỉnh lưu phải cài đặt bộ nghịch lưu mắc song song ngược	Tiện lợi, mạch chỉnh không phải cài đặt thêm thiết bị
Bảo vệ dòng quá tải và ngắn mạch	Khó khăn	Dễ dàng
Độ tác động nhanh trạng thái động	Khá chậm, nếu sử dụng PWM sẽ nhanh lên rất nhiều	Nhanh
Yêu cầu đối với tiristor	Thời gian đóng cắt phải ngắn	Chịu áp cao, không có yêu cầu đặc biệt về thời gian đóng cắt
Cấu trúc mạch điện	Tương đối phức tạp	Khá đơn giản

8.3. BỘ NGHỊCH LƯU ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG HÌNH SIN (SPWM)

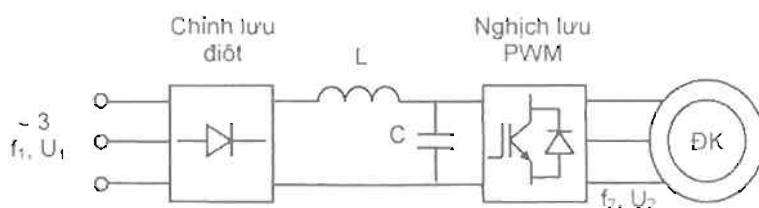
Như trên đã trình bày, trong hệ thống điều tốc biến tần áp dụng phương pháp điều chỉnh tỷ số điện áp – tần số không đổi, khi sử dụng biến tần gián tiếp dùng tiristor thì việc điều chỉnh điện áp và tần số được thực hiện riêng ở hai khâu: điều chỉnh tần số ở

khâu nghịch lưu, còn điều chỉnh điện áp thực hiện ở khâu chỉnh lưu, điều này đã kéo theo một loạt vấn đề. Các vấn đề đó là:

1. Mạch điện chỉnh có 2 khâu công suất điều khiển được, nghĩa là khá phức tạp;
2. Do khâu một chiều trung gian có bộ lọc bằng tụ lọc hoặc điện kháng với quán tính lớn, làm cho tính thích nghi trạng thái động của hệ thống thường bị chậm trễ;
3. Do bộ chỉnh lưu là có điều khiển nên hệ số công suất của nguồn điện cung cấp giảm nhỏ khi công suất đầu ra giảm xuống theo sự thay đổi chế độ làm việc của hệ điều tốc, đồng thời làm tăng sóng hài bậc cao trong dòng điện nguồn;
4. Đầu ra của bộ nghịch lưu là điện áp (dòng điện) có dạng khác xa hình sin, tạo ra nhiều sóng hài bậc cao trong dòng điện động cơ, dẫn tới mômen đập mạch khá lớn ảnh hưởng tới tính ổn định làm việc của động cơ, đặc biệt nghiêm trọng khi ở tốc độ thấp. Vì vậy, các thiết bị biến tần dùng tiristor không thể đáp ứng được những yêu cầu đối với những hệ thống điều tốc hiện đại. Sự xuất hiện các linh kiện điện tử công suất điều khiển hoàn toàn (GTO, IGBT, ...), cùng với sự phát triển của kỹ thuật vi điện tử đã tạo điều kiện thuận lợi để giải quyết vấn đề này.



Hình 8.9. Cấu trúc biến tần gián tiếp bằng tiristor thường sử dụng



Hình 8.10. Cấu trúc biến tần gián tiếp với nghịch lưu PWM

Năm 1964 A.Schönung và một số đồng nghiệp người Đức đã đưa ra ý tưởng biến tần điều chế độ rộng xung, họ ứng dụng kỹ thuật điều chế trong hệ thống thông tin vào việc điều chế điện áp ra của biến tần. Bộ biến tần PWM ứng dụng kỹ thuật này về cơ bản đã giải quyết được vấn đề tồn tại trong bộ biến tần thông thường dùng tiristor, tạo điều kiện cho sự phát triển các hệ thống điều tốc xoay chiều hiện đại. Hình 8.10 giới thiệu cấu trúc bộ biến tần PWM, đây vẫn là bộ biến tần gián tiếp có khâu trung gian một chiều, chỉ khác là khâu chỉnh lưu chỉ cần là chỉnh lưu không điều khiển, điện áp ra của nó sau khi đi qua bộ lọc C hoặc L – C cho điện áp một chiều có trị số không đổi dùng để cấp cho khâu nghịch lưu, linh kiện đóng mở công suất trong khâu nghịch lưu là các phần tử điều khiển hoàn toàn và được điều khiển đóng cắt với tần số khá cao, tạo nên trên đầu ra một loạt xung hình chữ nhật với độ rộng khác nhau, còn phương pháp điều khiển quy luật phân bố thời gian và trình tự thao tác đóng – cắt (mở – khóa) chính là phương pháp điều chế độ rộng xung. Ở đây, thông qua việc thay

đổi độ rộng của các xung hình chữ nhật có thể điều chế giá trị biên độ điện áp của sóng cơ bản đầu ra nghịch lưu, đáp ứng yêu cầu phối hợp điều khiển tần số và điện áp của hệ điều tốc biến tần.

Đặc điểm chủ yếu của mạch điện trên hình 8.10 là :

1. Mạch điện chỉnh chỉ có một khâu công suất điều khiển, hệ số công suất của mạng điện không phụ thuộc vào biên độ của điện áp đầu ra bộ nghịch lưu và tiến gần đến 1;

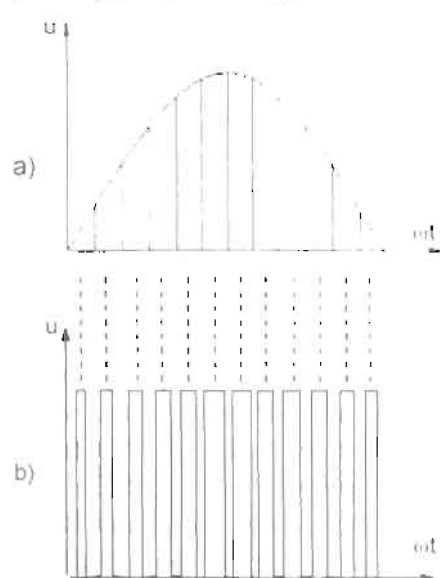
2. Bộ nghịch lưu thực hiện đồng thời điều khiển tần số và điều khiển điện áp, không liên quan đến tham số của linh kiện khâu trung gian một chiều, đã làm tăng độ tác động nhanh trạng thái động của hệ thống;

3. Có thể nhận được đồ thị điện áp đầu ra tốt, có thể hạn chế hoặc loại bỏ được sóng hài bậc thấp, làm cho dòng điện động cơ biến thiên gần như hình sin, sự dập mạch của mômen khá nhỏ, mở rộng rất lớn phạm vi điều chỉnh tốc độ của hệ thống truyền động.

8.3.1. Nguyên lý làm việc của bộ nghịch lưu SPWM

Khởi nghịch lưu SPWM, là sơ đồ biến đổi điện áp một chiều thành xoay chiều mà điện áp đầu ra rất gần hình sin. Để thực hiện, có thể chia nửa chu kỳ hình sin ra N phần bằng nhau, như trên hình 8.11a (ở đây $N = 12$) sau đó thay thế một phần đường cong hình sin bằng một xung hình chữ nhật với chiều cao xác định và có diện tích bằng diện tích bao bởi trục hoành và phần đường cong hình sin được thay thế, trung điểm của xung hình chữ nhật trùng với trọng tâm của mỗi một phần trên sóng hình sin (hình 8.11b). Như vậy đồ thị sóng do N xung hình chữ nhật cùng biên độ nhưng khác nhau về chiều rộng đã thay thế (tương đương) cho một nửa chu kỳ hình sin. Tương tự, ở các nửa chu kỳ khác của sóng hình sin cũng được thay thế theo phương pháp như vậy.

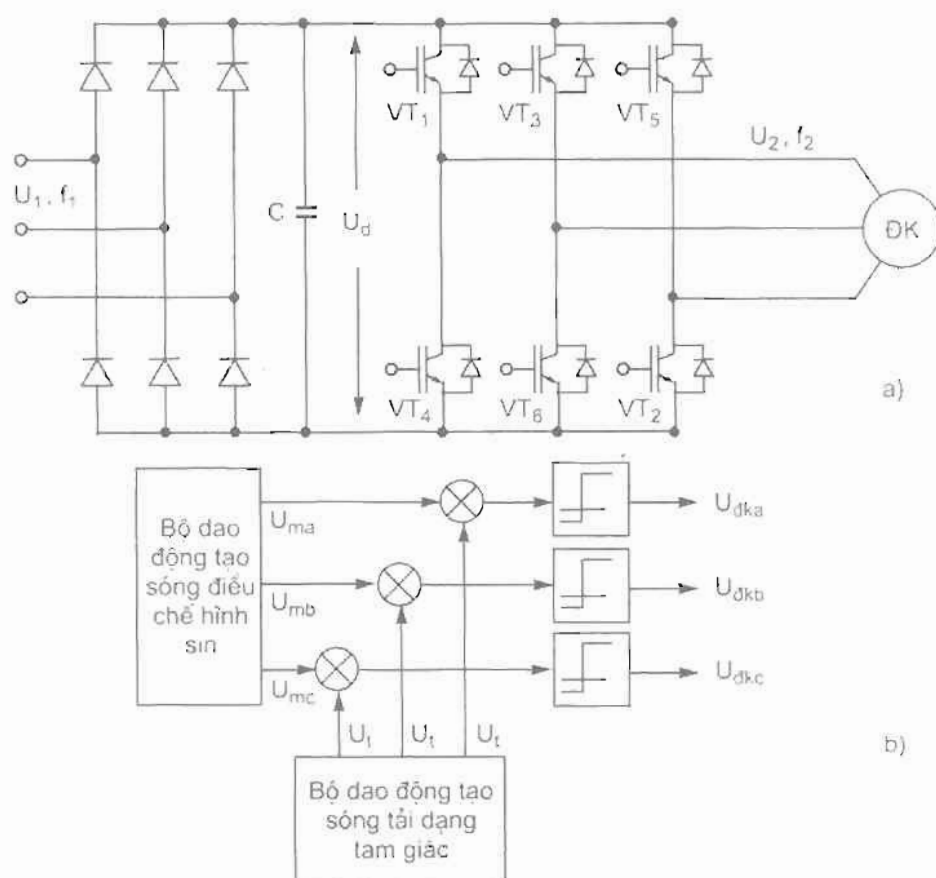
Chuỗi xung trên hình 8.11b chính là đồ thị đầu ra của bộ nghịch lưu SPWM. Có thể thấy rằng do biên độ bằng nhau của các xung nên khởi nghịch lưu có thể cung cấp bởi nguồn điện áp một chiều không đổi, tức là có thể dùng chỉnh lưu diode không điều khiển (hình 8.10). Giá trị biên độ của xung đầu ra khởi nghịch lưu chính là điện áp đầu ra của khởi chỉnh lưu. Khi khởi nghịch lưu làm việc ở trạng thái lý tưởng, tín hiệu điều khiển sự mở khóa của van bán dẫn công suất tương ứng cũng sẽ có dạng là một chuỗi xung tương tự như trên hình 8.11b. Về mặt lý thuyết độ rộng của các xung này có thể dùng phương pháp tính để tìm. Nhưng biện pháp thường dùng trong thực tế là sử dụng phương pháp “điều chế” tương tự như trong kỹ thuật thông tin, đồ thị sóng mong muốn (ở đây là sóng hình sin) làm sóng điều chế (Modulating Wave), còn tín hiệu chịu sự điều khiển của nó gọi là sóng mang (Carrier Wave). Trong nghịch lưu SPWM thường dùng sóng tam giác cân làm sóng mang, bởi vì



Hình 8.11. Thứ tự sắp xếp các xung hình chữ nhật cùng biên độ tương đương với sóng hình sin: a) Sóng hình sin; b) Đồ thị sóng tương đương của SPWM

sóng tam giác cân là dạng sóng tuyến tính có độ rộng trên dưới đối xứng nhau. Ở thời điểm sóng điều chế giao với sóng mang sẽ bắt đầu xuất hiện hoặc mất tín hiệu điều khiển van bán dẫn công suất, có nghĩa rằng, đầu ra bộ điều chế nhận được chuỗi xung hình chữ nhật điều khiển các van tương tự như chuỗi xung trên hình 8.11b, đó chính là kết quả cần thiết của bộ SPWM.

8.3.1.1. Nguyên lý làm việc

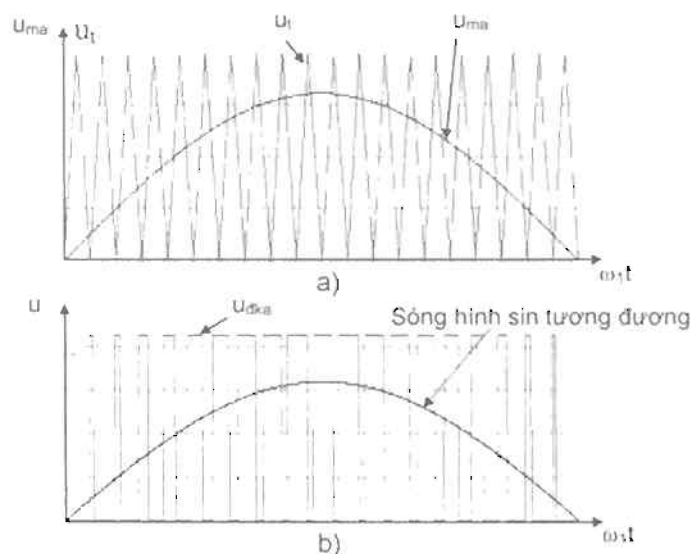


Hình 8.12. Sơ đồ nguyên lý mạch điện bộ biến tần với nghịch lưu SPWM
a) Mạch lực; b) Sơ đồ khối mạch không chế nghịch lưu

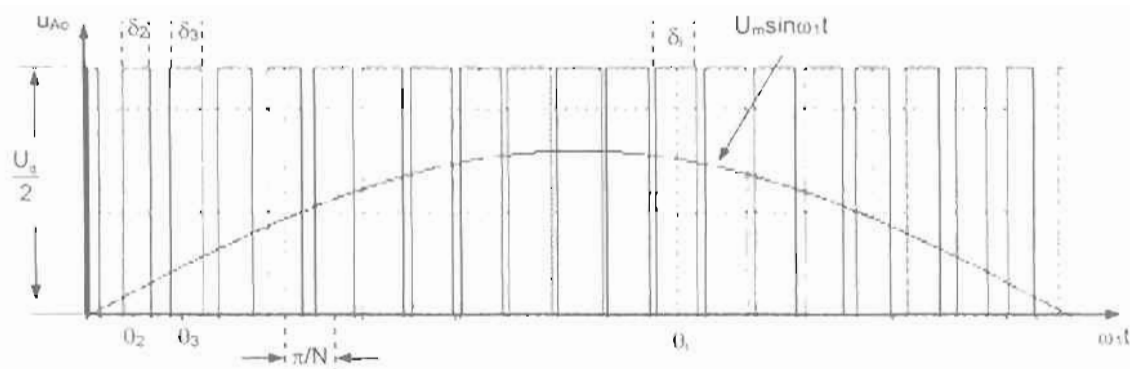
Hình 8.12a là mạch điện chính của bộ biến tần SPWM, trong hình VT₁ ÷ VT₆ là 6 van công suất của khối nghịch lưu (ở đây là IGBT), đây là các van điều khiển hoàn toàn có các diốt song song ngược, khối nghịch lưu được cung cấp điện áp một chiều lấy từ đầu ra khỏi chỉnh lưu diốt mắc theo sơ đồ cầu 3 pha và lọc bằng tụ C. Hình 8.12b là mạch điều khiển của nó, một nhóm tín hiệu điện áp hình sin (được gọi là sóng điều chế – Modulating Wave) ba pha đối xứng u_{ma}, u_{mb}, u_{mc} do bộ phát các tín hiệu điều chế cung cấp, tần số của nó xác định bởi tần số sóng cơ bản đầu ra bộ nghịch lưu (f_1), cần phải điều khiển được trong phạm vi tần số đầu ra yêu cầu. Giá trị biên độ của tín hiệu điều chế cũng có thể thay đổi trong phạm vi nhất định, nhằm xác định độ lớn của điện áp đầu ra. Tín hiệu sóng tải u_i (sóng mang – Carrier Wave) dạng tam giác cân do mạch phát sóng tải tạo ra và dùng chung cho các kênh điều khiển.

Sóng điều chế mỗi kênh được đưa vào so sánh với sóng tải, đầu ra mạch so sánh là chuỗi các xung của SPWM u_{dka} , u_{dkb} , u_{dkc} được dùng làm tín hiệu điều khiển các van bán dẫn công suất trong ba pha của khối nghịch lưu. Phương thức điều khiển có thể là một cấp, hoặc hai cấp. Khi sử dụng điều khiển một cấp trong mỗi nửa chu kỳ hình sin mỗi pha chỉ có một công tắc đóng – cắt (mở – khóa). Ví dụ, trong nửa chu kỳ dương của u_{ma} chỉ có VT_1 của pha A đóng cắt, còn VT_4 không làm việc, hình 8.13 biểu diễn trạng thái điều chế của trường hợp này. Khi điện áp điều chế u_{ma} cao hơn điện áp sóng tam giác u_t thì điện áp đầu ra u_{dka} của bộ so sánh tương ứng là "dương", ngược lại sẽ là "0". Khi giá trị cực đại của sóng điều chế hình sin thấp hơn biên độ của sóng tam giác, kết quả điều chế từ hình 8.13a sẽ hình thành sóng điều chế độ rộng xung $u_{dka} = f(t)$ của bộ SPWM là một chuỗi xung khác nhau về chiều rộng, bằng nhau về biên độ như trên hình 8.13b. Nửa chu kỳ âm cũng dùng phương pháp tương tự để tạo ra chuỗi xung âm.

Trong mạch điện chỉnh (mạch lực) hình 8.12a, hai giá trị "dương" và "0" của u_{dka} ở đầu ra bộ so sánh lần lượt tương ứng với hai trạng thái mở và khóa của VT_1 , tương ứng với trạng thái dòng và cắt của công tắc. Do VT_1 liên tục đóng cắt trong nửa chu kỳ dương, đầu ra của bộ nghịch lưu có thể nhận được điện áp pha $u_{A0} = f(t)$ của bộ SPWM tải hiện hình dạng u_{dka} , với biên độ xung là $\frac{U_d}{2}$, độ rộng xung biến đổi theo quy luật hình sin tương ứng, xem hình 8.14. Đồng thời với nó, tất yếu phải xuất hiện nửa chu kỳ âm của pha B và C (VT_6 hoặc VT_2 mở), biên độ xung u_{B0} hoặc u_{C0} là $-\frac{U_d}{2}$. Nửa chu kỳ âm của $u_{A0} = f(t)$ được tạo nên nhờ việc mở và khóa của VT_4 . Còn hai pha khác cũng tương tự như vậy chỉ khác là góc pha lệch nhau 120° .



Hình 8.13. Phương pháp điều chế độ rộng xung và đồ thị với trường hợp điều chế một cấp: a) Sóng mang tam giác và sóng điều chế hình sin; b) Đồ thị sóng đầu ra SPWM.



Hình 8.14. Đồ thị xung điện áp đầu ra của SPWM khi điều khiển một cực

Hình 8.15 biểu diễn đồ thị điện áp đầu ra của khối nghịch lưu SPWM làm việc theo phương thức điều khiển hai cực.

Phương pháp điều chế của nó giống như ở một cực, tần số và độ lớn của sóng cơ bản điện áp đầu ra cũng thay đổi theo tần số và biên độ của tín hiệu điều chế hình sin, chỉ khác là trạng thái đóng mở của các công tắc bán dẫn công suất là khác nhau.

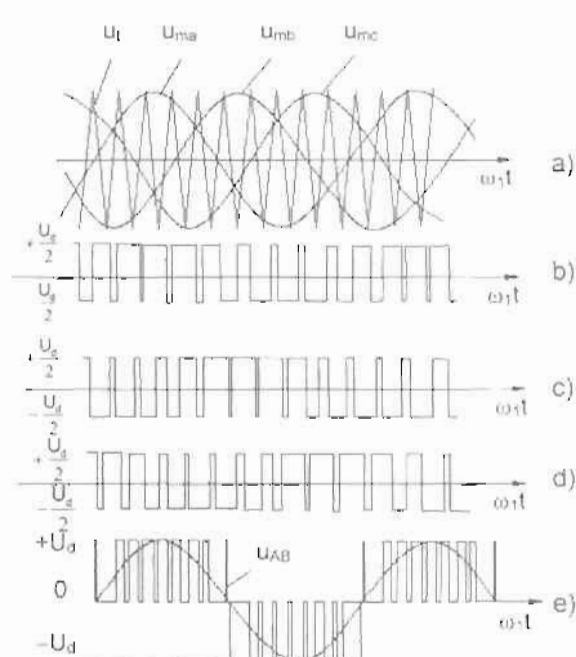
Khi điều khiển hai cực, trong mỗi pha, hai van ở hai nhóm của cầu thay nhau làm việc. Ví dụ, nếu VT_1 mở thì VT_4 khóa và ngược lại.

Như trong hình 8.15b, $u_{A0} = f(t)$ là chuỗi xung hai cực tính, nó dao động giữa $+\frac{U_d}{2}$ và $-\frac{U_d}{2}$, khi $u_{ma} > u_t$, VT_1

mở, $u_{A0} = \frac{U_d}{2}$; còn khi $u_{ma} < u_t$, thì VT_4

mở, $u_{A0} = -\frac{U_d}{2}$. Cũng tương tự như

vậy, hai van VT_3 và VT_6 luân phiên thay nhau làm việc, tạo ra u_{B0} (hình 8.15c), hai van VT_5 và VT_2 luân phiên thay nhau làm việc tạo ra u_{C0} (hình 8.15d). Đồ thị điện áp dây hai pha A và B ($u_{AB} = f(t)$) trên đầu ra của bộ nghịch lưu là hiệu số của u_{A0} và u_{B0} (hình 8.15e), dao động giữa hai giá trị $+U_d$ và $-U_d$.



Hình 8.15. Đồ thị sóng đầu ra 3 pha khối nghịch lưu SPWM kiểu hai cực

a) sóng điều chế 3 pha và sóng tải tam giác; b) $u_{A0} = f(t)$; c) $u_{B0} = f(t)$; d) $u_{C0} = f(t)$; e) Điện áp dây $u_{AB} = f(t)$.

8.3.1.2. Quan hệ giữa điện áp đầu ra và độ rộng xung của khối nghịch lưu

Trong hệ thống điều tốc biến tần, động cơ truyền động được cung cấp bởi điện áp đầu ra của khối nghịch lưu, đối với động cơ mà nói phần có ích chỉ là sóng cơ bản của

điện áp đầu ra, vì vậy cần phải phân tích đồ thị điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu. Lấy đồ thị đầu ra của bộ SPWM kiểu một cực như trên hình 8.14 để xem xét, giá trị biên độ xung của nó là $\frac{U_d}{2}$. Trong một nửa chu kỳ của sóng cơ bản có N xung, mỗi xung có chiều rộng khác nhau, nhưng khoảng cách trung tâm của nó là như nhau và bằng $\frac{\pi}{N}$ (rad), bằng chu kỳ của sóng tải tam giác.

Đặt chiều rộng của xung chữ nhật thứ i là δ_i (xem hình 8.14), góc pha trung điểm của nó là θ_i , bởi vì bắt đầu từ điểm gốc chỉ có sóng nửa tam giác, từ hình vẽ có thể thấy, góc θ_i có thể viết thành:

$$\theta_i = \frac{\pi}{N}i - \frac{1}{2} \frac{\pi}{N} = \frac{2i-1}{2N} \pi \quad (8.4)$$

Bởi vì đồ thị điện áp đầu ra $u(t)$ vừa đối xứng theo nửa chu kỳ âm dương vừa đối xứng trái phải, nó là một hàm chu kỳ lẻ, có thể khai triển theo chuỗi Fourier:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin k\omega_1 t, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

trong đó:
$$U_{km} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(t) \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t)$$

Muốn đưa $u(t)$ đại diện cho N xung hình chữ nhật thay vào biểu thức trên, trước tiên phải tìm ra góc pha kết thúc của mỗi xung. Giả thiết giá trị biên độ điện áp sóng hình sin cần cho đầu ra của bộ nghịch lưu là U_m , thì dựa vào nguyên tắc cùng diện tích của xung hình chữ nhật và hình bị bao bởi đoạn trục hoành và đoạn cong của phần hình sin tương ứng, có thể viết gần đúng là:

$$\delta_i \frac{U_d}{2} \approx \frac{\pi}{N} U_m \sin \theta_i$$

Vậy độ rộng của xung hình chữ nhật thứ i sẽ là:

$$\delta_i \approx \frac{2}{N} \frac{U_m}{U_d} \sin \theta_i \quad (8.5)$$

Góc pha bắt đầu của xung chữ nhật thứ i sẽ là:

$$\theta_i - \frac{1}{2} \delta_i = \frac{2i-1}{2N} \pi - \frac{1}{2} \delta_i$$

Góc pha kết thúc của xung đó là:

$$\theta_i + \frac{1}{2} \delta_i = \frac{2i-1}{2N} \pi + \frac{1}{2} \delta_i$$

Thay chúng vào biểu thức U_{km} , ta được:

$$U_{km} = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{\theta_i - \frac{1}{2} \delta_i}^{\theta_i + \frac{1}{2} \delta_i} \frac{U_d}{2} \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t) = \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^N \left[\sin(k \frac{2i-1}{2} \cdot \frac{\pi}{N}) \sin \frac{k}{2} \delta_i \right] \quad (8.6)$$

$$\text{do đó: } u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_d}{k\pi} \sum_{i=1}^N \left[\sin(k \frac{2i-1}{2} \cdot \frac{\pi}{N}) \sin \frac{k}{2} \delta_i \right] \sin k\omega_1 t \quad (8.7)$$

Lấy $k = 1$ thay vào biểu thức (8.6), sẽ nhận được giá trị biên độ sóng cơ bản của điện áp đầu ra, ở đây, khi số xung hình chữ nhật N trong nửa chu kỳ không quá ít, độ rộng δ_i của các xung chữ nhật đều không lớn, có thể coi gần đúng $\sin(\frac{\delta_i}{2}) \approx \frac{\delta_i}{2}$, vì vậy:

$$U_{1m} = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{i=1}^N \left[\sin\left(\frac{2i-1}{2} \cdot \frac{\pi}{N}\right) \right] \frac{\delta_i}{2} \quad (8.8)$$

Có thể thấy giữa giá trị biên độ điện áp sóng cơ bản ở đầu ra U_{1m} và độ rộng các xung δ_i có quan hệ tỷ lệ. Kết luận này rất quan trọng, nó nói nên rằng khi thay đổi biên độ của tín hiệu điều chế sẽ thay đổi độ rộng các xung và thực hiện được việc điều chỉnh trơn giá trị biên độ sóng cơ bản điện áp đầu ra của nghịch lưu.

Lấy biểu thức (8.4) và (8.5) thay vào biểu thức (8.8) sẽ được:

$$\begin{aligned} U_{1m} &= \frac{2U_d}{\pi} \sum_{i=1}^N \left[\sin\left(\frac{2i-1}{2N} \pi\right) \right] \frac{\pi}{N} \frac{U_m}{U_d} \sin \frac{2i-1}{2N} \pi \\ &= \frac{2U_m}{N} \sum_{i=1}^N \sin^2\left(\frac{2i-1}{2N} \pi\right) = \frac{2U_m}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \left[1 - \cos(2i-1) \frac{\pi}{N} \right] \\ &= U_m \left[1 - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \cos(2i-1) \frac{\pi}{N} \right] \end{aligned} \quad (8.9)$$

Có thể chứng minh rằng, trừ $N = 1$ ra, các số hạng của chuỗi:

$$\sum_{i=1}^N \cos(2i-1) \frac{\pi}{N} = 0$$

Còn $N = 1$ là không có ý nghĩa, vì vậy từ biểu thức (8.9) ta được: $U_{1m} = U_m$

Nghĩa là sóng cơ bản của điện áp đầu ra chính là sóng hình sin cần thiết khi điều chế, đương nhiên kết luận này có được khi chấp nhận giả thiết gần đúng đã nêu ở trên. Kết quả tính toán còn chỉ ra rằng, bộ nghịch lưu SPWM này có thể hạn chế sóng hài bậc thấp dưới $k = 2N - 1$, nhưng vẫn còn tồn tại sóng hài điện áp bậc cao.

8.3.1.3. Điều kiện ràng buộc khi điều chế độ rộng xung

Dựa vào đặc điểm độ rộng xung, các van chính của khối nghịch lưu trong nửa chu kỳ điện áp đầu ra của chúng phải mở – khóa (đóng – cắt) N lần, tần số đóng cắt cho phép của các khóa phụ thuộc vào khả năng của các van bán dẫn công suất và cấu trúc của mạch điện chỉnh. Vì vậy kỹ thuật điều chế độ rộng xung khi ứng dụng vào điều chế độ rộng xung của điện áp xoay chiều tắt nhiên phải chịu điều kiện ràng buộc, chủ yếu có hai điểm sau đây:

1. Tần số chuyển mạch và tổn hao công suất đóng cắt của công tắc (van) khối nghịch lưu đã hạn chế số xung trong mỗi giây của bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung (tức là số lần thao tác trong một giây của mỗi công tắc trong bộ nghịch lưu). Hiện nay, các bộ nghịch lưu SPWM thường sử dụng các dụng cụ điều khiển hoàn toàn là GTO (tần số đóng cắt là $1 \div 2$ kHz), IGBT (tần đóng cắt đạt đến 20 kHz).

2. Hệ số điều chế (chỉ số điều chế – Modulation Index) M

Để đảm bảo sự làm việc an toàn của các linh kiện đóng cắt của mạch điện chỉnh, cần giới hạn độ rộng xung nhỏ nhất phải lớn hơn hoặc bằng một mức tối thiểu, nhằm

bảo đảm độ rộng xung lớn hơn thời gian mở t_{on} và thời gian khóa t_{off} của linh kiện. Điều này yêu cầu biên độ của tín hiệu điều chế không vượt quá lượng phần trăm nào đó của giá trị cực đại sóng tải tam giác (gọi là số phần trăm tới hạn). Thường định nghĩa hệ số điều chế là:

$$M = \frac{U_{mm}}{U_{im}} \quad (8.10)$$

trong đó U_{im} và U_{mm} lần lượt là trị số cao nhất (biên độ) của xung sóng tải tam giác và tín hiệu sóng điều chế hình sin. Trong trường hợp lý tưởng M thay đổi trong phạm vi $0 \div 1$ để điều chỉnh biên độ của điện áp đầu ra, trên thực tế M luôn luôn nhỏ hơn 1.

8.3.2. Điều chế đồng bộ và không đồng bộ nghịch lưu SPWM

Tỷ số giữa tần số f_1 của sóng tải và tần số f_i của sóng điều chế được gọi là tỷ số sóng tải N_1 , nghĩa là $N_1 = \frac{f_1}{f_i}$ ($N_1 = 2N$). Dựa vào sự thay đổi hoặc không thay đổi của N_1 hay N người ta chia ra điều chế đồng bộ và điều chế không đồng bộ.

8.3.2.1. Điều chế đồng bộ

Trong phương pháp điều chế đồng bộ giữ $N = \text{const}$, khi điều chỉnh tần số sóng điều chế hình sin thì cũng điều chỉnh một cách đồng bộ tần số sóng tải tam giác để đảm bảo tỷ số sóng tải là không đổi. Vì vậy số xung trong nửa chu kỳ điện áp đầu ra của nghịch lưu là cố định. Nếu chọn N là bội số của 3 thì việc điều chế đồng bộ có thể bảo đảm sự đối xứng từ đầu đến cuối của nửa chu kỳ dương và âm của xung đầu ra bộ nghịch lưu, đồng thời đảm bảo đồ thị đầu ra ba pha có độ lệch 120° . Nhưng khi tần số đầu ra rất thấp, do khoảng cách giữa hai xung liên kế tăng lên, sóng hài sẽ tăng lên rõ rệt, làm cho động cơ phát sinh tiếng ồn khá mạnh cùng với mômen xung khá lớn. Đó chính là nhược điểm chủ yếu của phương thức điều chế đồng bộ.

8.3.2.2. Điều chế không đồng bộ

Để loại bỏ nhược điểm điều chế đồng bộ nói trên, có thể sử dụng phương thức điều chế không đồng bộ. Trong điều chế không đồng bộ, khi thay đổi tần số điện áp đầu ra của nghịch lưu, tỷ số N thay đổi. Thông thường khi thay đổi tần số f_1 của tín hiệu điều chế giữ nguyên tần số sóng tải tam giác f_i , nhờ đó mà nâng cao được tỷ số N khi ở tần số thấp. Như vậy, số xung hình chữ nhật trong mỗi nửa chu kỳ điện áp đầu ra của nghịch lưu có thể tăng lên khi tần số điện áp đầu ra giảm xuống, tương ứng làm giảm được mômen xung và tiếng ồn ở động cơ, cải thiện được đặc tính làm việc ở tần số thấp.

Tuy nhiên, điều chế không đồng bộ đã cải thiện được chất lượng hệ điều tốc khi làm việc ở tần số thấp, nhưng lại làm mất đi ưu điểm của phương pháp điều chế đồng bộ. Khi tỷ số sóng tải thay đổi liên tục theo sự thay đổi của tần số đầu ra, tất yếu sẽ làm thay đổi đồ thị điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu và góc pha của nó, rất khó duy trì quan hệ đối xứng giữa các đầu ra của 3 pha, có thể làm cho động cơ làm việc không ổn định. Để phát huy ưu điểm và tránh nhược điểm của mỗi phương pháp điều chế, có thể kết hợp hai phương pháp điều chế thành ra phương pháp điều chế phân đoạn đồng bộ.

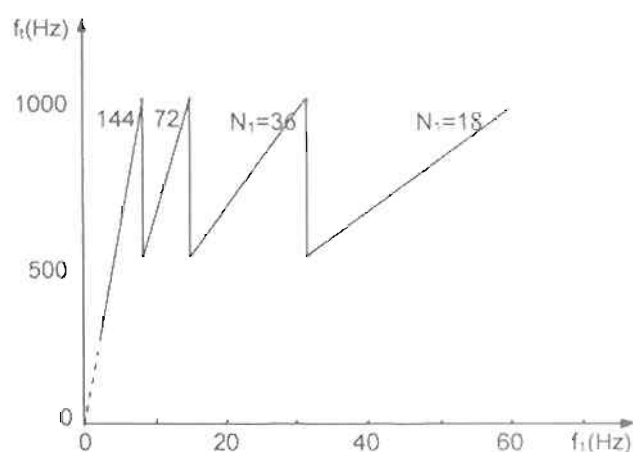
8.3.2.3. Điều chế phân đoạn đồng bộ

Bảng 8.3. Một ví dụ về dải tần và tỷ số sóng tải trong điều chế phân đoạn đồng bộ

Tần số đầu ra bộ nghịch lưu f_1 (Hz)	Tỷ số sóng tải N_1	Tần số đóng cắt f_2 (Hz)
$32 \div 62$	18	$576 \div 1116$
$16 \div 31$	36	$576 \div 1116$
$8 \div 15$	72	$576 \div 1080$
$4 \div 7,5$	144	$576 \div 1080$

Trong một phạm vi tần số nhất định sử dụng phương thức điều chế đồng bộ nhằm duy trì ưu điểm đối xứng sóng đầu ra. Khi ở tần số khá thấp, làm cho tỷ số sóng truyền tải tăng lên theo từng đoạn, trong mỗi đoạn sử dụng phương pháp điều chế không đồng bộ, đó chính là phương thức điều chế phân đoạn đồng bộ. Cụ thể là chia phạm vi tần số ra của nghịch lưu thành nhiều đoạn tần nhỏ, trong mỗi đoạn tần đó đều giữ cho tỷ số sóng truyền tải N_1 không đổi, các trị số N_1 có giá trị khác nhau ở các đoạn, khi tần số thấp lấy giá trị N_1 lớn, nói chung sắp xếp theo cấp số nhân. Bảng 8.3 giới thiệu sự phân chia các đoạn tần và chỉ số N_1 của hệ thống khi dùng các van GTO.

Hình 8.16 thể hiện đường cong quan hệ giữa f_1 và f_2 tương ứng. Từ hình vẽ có thể thấy trong các đoạn dải tần khác nhau của tần số ra nghịch lưu f_1 , dùng các trị số N_1 khác nhau để điều chế đồng bộ còn phạm vi thay đổi của tần số sóng truyền tải mỗi đoạn là cơ bản như nhau, nhằm thỏa mãn sự hạn chế của tần số đóng cắt của các van bán dẫn công suất. Trong hình tần số đóng mở lớn nhất thay đổi trong phạm vi $1080 \div 1116$ Hz, nằm trong phạm vi cho phép của GTO, nếu dùng IGBT thì có thể chọn tần số đóng – cắt lớn hơn nhiều lần (có thể đến 10kHz hoặc hơn).



Hình 8.16. Quan hệ giữa f_m và f_1 khi điều chế phân đoạn đồng bộ

Việc lựa chọn trị số N liên quan tới tần số làm việc cho phép của van bán dẫn công suất, tần số đầu ra của bộ nghịch lưu và phương pháp điều khiển yêu cầu. Muốn làm cho đầu ra của bộ nghịch lưu gần đúng với sóng hình sin phải cố gắng tăng giá trị N , nhưng nếu từ quan điểm xem xét bản thân bộ nghịch lưu, chỉ số N_1 không thể quá cao, mà bị hạn chế theo quan hệ sau đây:

$$N_1 \leq \frac{\text{Tần số đóng cắt cho phép của van bán dẫn công suất}}{\text{Tần số tín hiệu điều chế hình sin cực đại trong dải tần}}$$

Điều chế phân đoạn đồng bộ tuy khá phức tạp nhưng với sự phát triển rất nhanh của kỹ thuật vi điện tử ngày nay thì phương pháp điều chế này là rất dễ thực hiện. Khi

thiết kế bộ nghịch lưu SPWM còn phải chú ý sao cho chu kỳ sóng tải tam giác lớn hơn chu kỳ tính toán lấy mẫu.

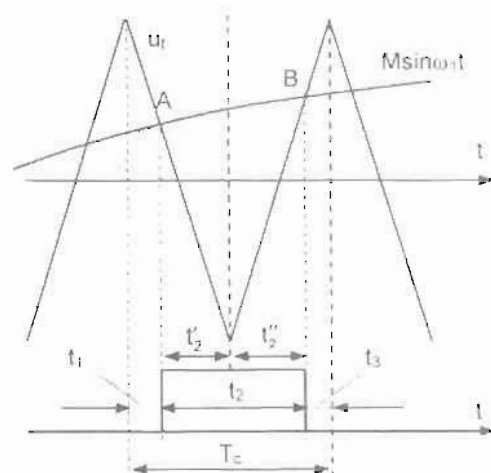
8.3.3. Mô thức điều chế của SPWM và cách thực hiện

Như trên đã chỉ ra, điều chế SPWM chính là dựa vào các giao điểm của sóng tải tam giác và sóng điều chế hình sin để xác định thời điểm mở khóa của van bán dẫn công suất, có thể dùng mạch điện tử tương tự, hoặc dùng mạch điện tử số, hoặc dùng chương trình phần mềm để tạo ra tín hiệu điều chế, cũng có thể dùng máy vi tính thông qua phần mềm để tạo thành đồ thị sóng của SPWM. Khi kỹ thuật SPWM vừa mới được ứng dụng, phần lớn người ta dùng bộ dao động và bộ so sánh để tạo ra chuỗi xung SPWM, nhưng do số linh kiện phải dùng quá nhiều, mạch điện điều khiển khá phức tạp, độ chính xác cũng khó bảo đảm. Ngày nay kỹ thuật vi xử lý phát triển khá nhanh và hiện tại chủ yếu dùng phương án điều khiển số, người ta đã đưa ra phần mềm tạo đồ thị sóng của SPWM. Phần này sẽ giới thiệu một số phương pháp thường dùng nhất trong số đó.

8.3.3.1. Phương pháp lấy mẫu tự nhiên (Natural Sampling)

Nguyên lý làm việc của nghịch lưu SPWM, khi chỉ số sóng tải là N_1 , trong một chu kỳ đầu ra của bộ nghịch lưu, sóng điều chế hình sin và sóng tải tam giác tương ứng giao nhau ở $2N_1$ điểm. Hay nói cách khác trong thời gian một chu kỳ của sóng tải tam giác, nó và sóng hình sin cắt nhau hai lần, linh kiện đóng cắt công suất của nghịch lưu tương ứng lần lượt mở và khóa một lần. Muốn tạo thành một cách chính xác đồ thị sóng của SPWM như vậy, buộc phải tính toán chính xác thời điểm mở và khóa của van bán dẫn công suất khối nghịch lưu. Khoảng mở của van bán dẫn công suất chính là độ rộng xung, khoảng thời gian khóa chính là thời gian nghỉ giữa các xung. Độ lớn của các vùng này sẽ khác nhau ở các dải tần khác nhau của tần số sóng hình sin và phụ thuộc vào hệ số điều chế. Nhưng đối với máy vi tính mà nói, thời gian tính toán được thực hiện nhờ phần mềm, việc điều khiển thời gian được thực hiện nhờ bộ định giờ. Những công việc trên đều rất dễ dàng.

Dựa vào các giao điểm của sóng hình sin và sóng tải tam giác để lấy mẫu độ rộng xung và thời gian nghỉ, từ đó tạo ra đồ thị sóng của SPWM, phương pháp này gọi là phép lấy mẫu tự nhiên, như trên hình 8.17. Trong hình vẽ tuy ý lấy trường hợp giao nhau giữa một đoạn sóng điều chế hình sin và một chu kỳ sóng tải tam giác. Giao điểm A là thời điểm phát sinh xung, điểm B là thời điểm kết thúc xung. Trong một chu kỳ T_c của sóng tải tam giác, thời gian t_2 giữa điểm A và điểm B là vùng làm việc ở trạng thái mở của van bán dẫn công suất, và gọi là thời gian độ rộng xung. Thời gian còn lại đều là vùng khóa của van bán dẫn công suất, đây là thời gian mất xung, ở phía trước và sau của xung có một đoạn ở mỗi bên biểu thị bằng t_1 và t_3 , rõ ràng là:



Hình 8.17. Phương pháp lấy mẫu tự nhiên tạo thành sóng của SPWM

$$T_c = t_1 + t_2 + t_3$$

Trong hình 8.17 nêu giả thiết biên độ U_m của sóng tại tam giác bằng 1, thì sóng điều chế hình sin có thể viết thành:

$$u_m = M \sin \omega_1 t.$$

Trong đó ω_1 là tần số sóng điều chế hình sin, tức là tần số điện áp ra nghịch lưu.

Bởi vì hai điểm A và B không đối xứng qua đường tâm của sóng tại tam giác, buộc phải chia thời gian độ rộng xung t_2 thành hai bộ phận là t'_2 và t''_2 để tìm nghiệm. Dựa vào quan hệ hình học của tam giác vuông ta biết:

$$\frac{2}{T_c/2} = \frac{1 + M \sin \omega_1 t_A}{t'_2}$$

$$\frac{2}{T_c/2} = \frac{1 + M \sin \omega_1 t_B}{t''_2}$$

Sau khi biến đổi ta được:

$$t_2 = t'_2 + t''_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_1 t_A + \sin \omega_1 t_B) \right] \quad (8.11)$$

Cần chú ý, trong công thức 8.11, trừ T_c , M , ω_1 là đã biết còn t_A và t_B đều là ẩn số. Đây là một phương trình siêu việt, khó tìm nghiệm, vì do hai sóng tùy ý tạo ra. Ngoài ra bởi vì đồ thị sóng xung của SPWM không đối xứng với sóng tại tam giác, cho nên $t_1 \neq t_3$, điều này càng làm khó cho việc tính toán phân định thời gian. Hơn nữa trong công thức (8.11) vừa có tính toán lượng giác vừa có tính toán cộng trừ nhân chia nhiều lần đều đòi hỏi thời gian tính toán của máy. Vì vậy phép lấy mẫu tự nhiên tuy có thể phản ánh một cách chân thực thời điểm bắt đầu và kết thúc của xung, nhưng lại rất khó thực thi trong điều khiển. Dương nhiên cũng có thể lập bảng số liệu tính toán được nhập vào bộ nhớ máy tính, khi điều chỉnh dùng phép so sánh lấy ở bảng, làm như vậy nếu phạm vi biến đổi tần số của hệ thống tăng lên, đại tần rộng hơn thì dung lượng bộ nhớ sử dụng trong máy cũng phải tăng lên. Cho nên phương pháp này chỉ được dùng ở phạm vi điều tốc cố hạn.

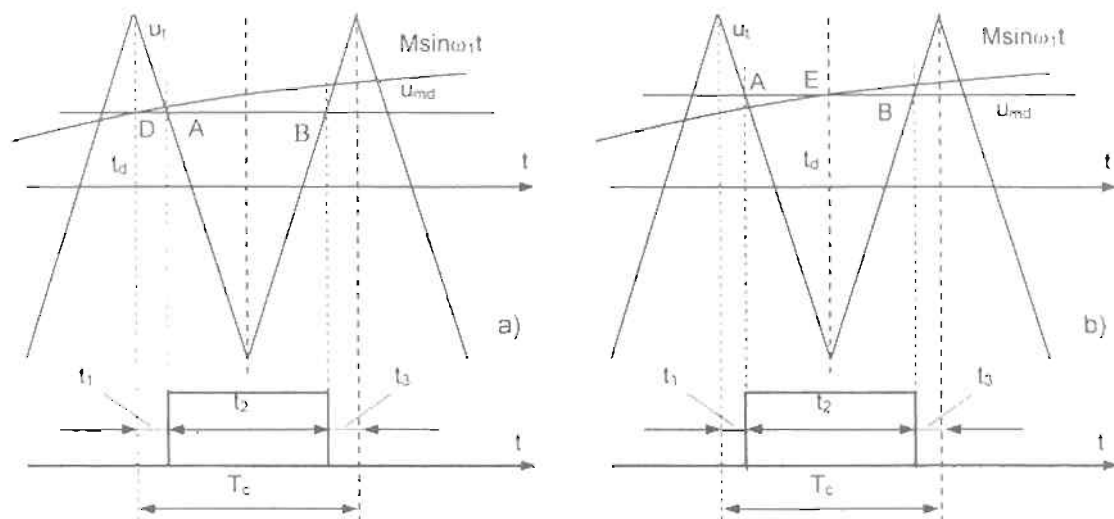
8.3.3.2. Phương pháp lấy mẫu quy tắc (Regular Sampling)

Để khắc phục những nhược điểm của phương pháp lấy mẫu tự nhiên người ta đã nghiên cứu tìm kiếm các phương pháp ứng dụng thực tế cố gắng tận dụng những ưu điểm của phép lấy mẫu tự nhiên nhưng lại không quá mất nhiều thời gian cho các phép toán. Một trong những phương pháp được sử dụng khá rộng rãi đó là việc lấy mẫu quy tắc. Nguyên tắc cơ bản của phương pháp này là làm sao cho mỗi một xung của sóng SPWM đều đối xứng với đường tâm của sóng tại tam giác, do đó biểu thức (8.11) được đơn giản hoá đi rất nhiều do chọn thời gian nghỉ ở hai phía là bằng nhau (nghĩa là $t_1 = t_3$). Từ đó khối lượng tính toán giảm đi rất nhiều.

Nguyên tắc chủ yếu của phương pháp lấy mẫu quy tắc là: trong mỗi chu kỳ của sóng tại tam giác thực hiện thay thế đoạn sóng điều chế hình sin bằng một giá trị tương đương (mẫu) không đổi, giá trị mẫu này là giá trị của sóng điều chế tại một thời điểm xác định trong mỗi một chu kỳ của sóng tại tam giác. Làm như thế tuy có gây ra sai số nhất định, nhưng sau khi có những biện pháp xử lý nó vẫn được thực tiễn chấp nhận. Phụ thuộc vào thời điểm được chọn để xác định giá trị tương đương mà có các phép lấy mẫu khác nhau.

Hình 8.18a là một phương pháp lấy mẫu quy tắc, gọi là phương pháp lấy mẫu quy

tắc I, thời điểm chọn để xác định giá trị tương đương u_{md} là thời điểm sóng tải tam giác đạt giá trị đỉnh dương (điểm D trong hình vẽ), giá trị điện áp này (điện áp mẫu) được dùng thay thế cho sóng điều chế ở chu kỳ tiếp của sóng tải tam giác, so sánh u_{md} với sóng tải tam giác xác định được hai điểm A và B. Coi chúng là thời điểm tạo thành xung trong đồ thị xung của SPWM, giữa A và B là thời gian độ rộng xung t_2 . Cách tính toán của phương pháp lấy mẫu quy tắc I đơn giản hơn so với phép lấy mẫu tự nhiên, nhưng từ hình vẽ có thể thấy độ rộng xung nhận được giảm đi, kéo theo sai số điều khiển cũng khá lớn. Đó là do cả hai giao điểm của điện áp mẫu u_{md} với sóng tải tam giác đều ở về một phía của sóng điều chế hình sin gây ra. Để khắc phục nhược điểm này ta sử dụng phép lấy mẫu quy tắc II.



Hình 8.18. Phương pháp lấy mẫu quy tắc tạo sóng SPWM

a) Phép lấy mẫu quy tắc I; b) Phép lấy mẫu quy tắc II.

Phương pháp lấy mẫu quy tắc II được mô tả như trên hình 8.18b, tại thời điểm sóng tải tam giác đạt giá trị đỉnh âm xác định được giá trị của sóng điều chế hình sin (điểm E trong hình vẽ) là u_{md} , từ E dóng đường thẳng nằm ngang cắt đồ thị sóng tam giác ở hai điểm A, B. Từ đó xác định được độ rộng xung t_2 . Lúc này hai điểm A, B rơi vào hai phía sóng hình sin, nên đã giảm được sai số của độ rộng xung, đồ thị do SPWM tạo ra chính xác hơn lấy mẫu quy tắc I.

Trong phương pháp lấy mẫu quy tắc mỗi một thời điểm lấy mẫu của chu kỳ đều là xác định, độ rộng và vị trí của xung SPWM tạo ra đều có thể dự tính được trước. Dựa vào tính đối xứng của điện áp xung đối với sóng tải tam giác, có thể nhận được công thức sau đây để tính thời gian độ rộng xung:

$$t_2 = \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \omega_1 t_d) \quad (8.12)$$

$$\text{và thời gian nghỉ:} \quad t_1 = t_3 = \frac{1}{2} (T_c - t_2) \quad (8.13)$$

Phần lớn các bộ nghịch lưu trong thực tế đều là ba pha, cần phải tương ứng tạo ra đồ thị sóng của SPWM ba pha. Về mặt thời gian, sóng điều chế hình sin lệch nhau

một góc độ điện bằng $\frac{2\pi}{3}$, còn sóng tải tam giác thì dùng chung, điều này làm cho trong cùng một chu kỳ sóng tải tam giác nhận được đồ thị xung SPWM ba pha như trên hình 8.19.

Trong hình 8.19 thời gian độ rộng xung của mỗi pha t_{a2} , t_{b2} , t_{c2} đều có thể dùng công thức 8.12 để tính toán tìm ra được tổng thời gian độ rộng xung ba pha, số hạng đầu tiên về phải của các đẳng thức giống nhau, cộng lại tăng lên gấp ba, còn tổng của số hạng thứ hai thì bằng 0, vì vậy :

$$t_{a2} + t_{b2} + t_{c2} = \frac{3}{2} T_c \quad (8.14)$$

Tổng thời gian nghỉ giữa các xung ba pha là:

$$t_{a1} + t_{b1} + t_{c1} + t_{a3} + t_{b3} + t_{c3} = 3T_c - (t_{a2} + t_{b2} + t_{c2}) = \frac{3}{2} T_c$$

Thời gian nghỉ xen ở hai phía của xung là bằng nhau, do đó:

$$t_{a1} + t_{b1} + t_{c1} = t_{a3} + t_{b3} + t_{c3} = \frac{3}{4} T_c \quad (8.15)$$

trong đó ký hiệu a,b,c ở chân chữ biểu thị ba pha A, B, C.

Dùng các công thức (8.12) và (8.15) có thể nhanh chóng tính toán được độ rộng xung t_2 và thời gian nghỉ xen t_1 , t_3 của ba pha.

Trong các máy điều khiển số hiện nay đồ thị sóng SPWM tạo ra chính là dựa trên cơ sở nguyên lý lấy mẫu và các công thức tính toán nói trên. Thông thường, trước khi thực thi điều khiển từ xa, có thể dùng máy tính tính

toán ra độ rộng xung t_2 hoặc $\frac{T_c}{2} M \sin \omega_1 t$ rồi

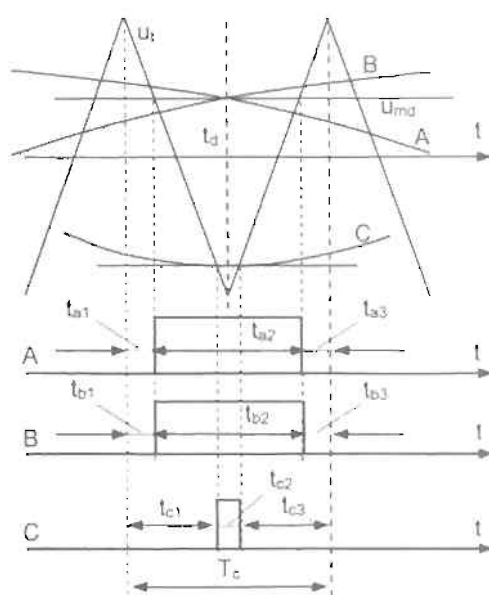
nhập vào EPROM, sau đó từ hệ vi xử lý của hệ thống điều tốc thông qua bảng số và các thuật toán cộng trừ tìm ra được độ rộng xung và thời gian nghỉ, cách làm này được đặt tên là phương pháp tra bảng. Cũng có thể ghi vào

bộ nhớ giá trị $\frac{T_c}{2}$ và hàm số hình sin, khi điều

khiển trước tiên phải lấy ra giá trị hàm số sin

và chỉ số điều chế M cần thiết của hệ thống điều tốc rồi làm phép nhân, sau đó dựa vào

tần số sóng tải cho trước lấy ra giá trị tương ứng của $\frac{T_c}{2}$, rồi nhân với $M \sin \omega_1 t$, sau đó thực hiện các thuật toán cộng trừ và hoán vị là có thể tính ra được thời gian độ rộng xung t_2 và thời gian nghỉ t_1 và t_3 . Các số liệu của xung nhận được bằng cách tra bảng hay phép tính toán đều có thể đưa vào bộ định giờ, lợi dụng mức độ gián đoạn cao thấp tương ứng nhận được từ mạch điện ở đầu ra của bộ định giờ để kịp thời tạo ra loạt xung SPWM cần thiết để điều khiển các van công suất. Đối với hệ thống điều khiển mạch



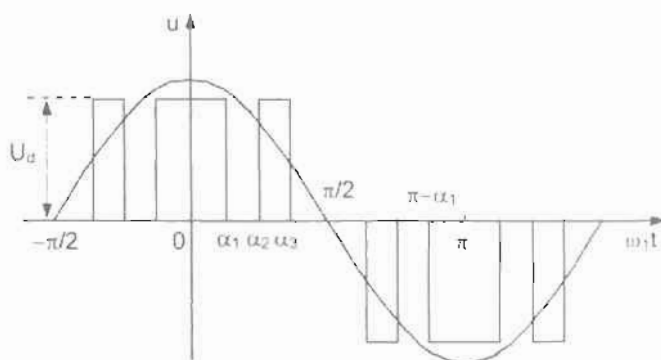
Hình 8.19. Đồ thị sóng SPWM 3pha

hở, ở tốc độ quay nào đó, chỉ số điều chế M của nó và tần số ω_1 đều có trị số xác định, cho nên lúc này dùng cách tra bảng là thích hợp. Đối với hệ thống điều tốc điều khiển mạch vòng kín, chỉ số độ điều chế M trong quá trình làm việc của hệ thống biến động theo khâu điều khiển, lúc này dùng phương pháp tính toán là thích hợp. Hiện nay, để thực hiện chương trình tạo ra chuỗi xung SPWM người ta thường sử dụng các hệ vi xử lý hoặc có thể sử dụng các card điều khiển số chuyên dụng.

8.3.3.3. Phương pháp loại bỏ sóng hài chỉ định (Harmonic Elimination Method)

Mô thức điều khiển bộ nghịch lưu SPWM đã trình bày ở trên không phải là duy nhất, nhiều năm lại đây nhiều người đã nghiên cứu các mô thức điều khiển đối với SPWM và đã nêu ra khá nhiều phương thức, một trong số đó chính là mô thức điều khiển SPWM loại bỏ sóng hài chỉ định.

Tại đây điện áp đầu ra bộ nghịch lưu vẫn là một nhóm sóng xung biên độ bằng nhau, độ rộng khác nhau, hơn nữa các nửa chu kỳ đối xứng nhau, nhưng chúng không phải tạo thành bởi giao điểm của sóng tải tam giác và sóng điều chế hình sin, mà là xuất phát từ phương pháp loại bỏ sóng hài cho một số bậc được chỉ định thông qua tính toán để xác định thời điểm đóng mở của các van bán dẫn công suất. Lấy sóng điện áp đơn giản trên hình 8.20



Hình 8.20. Đồ thị sóng SPWM kiểu một cực với 3 xung trong một nửa chu kỳ

làm ví dụ, đây là một đồ thị sóng của SPWM kiểu một cực có 3 xung, nếu yêu cầu biên độ sóng cơ bản của đầu ra bộ nghịch lưu là U_{1m} , đồng thời đòi hỏi loại bỏ điện áp sóng hài bậc 5 và 7 (trong động cơ điện ba pha không có dây trung tính, có thể bỏ qua sóng hài bậc ba và bội số của nó) vì thế cần phải tính chọn thời điểm đóng mở van $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ một cách thích hợp.

Nếu lấy điểm gốc tọa độ ở thời điểm đỉnh dương của sóng hình sin mong muốn thì các xung điện áp SPWM có thể khai triển thành chuỗi Fourier:

$$u(\omega_1 t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \cos k \omega_1 t \quad (8.16)$$

trong đó U_{km} là giá trị biên độ sóng hài bậc thứ k , có thể viết thành:

$$U_{km} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_1} u(\omega_1 t) \cdot \cos(k \omega_1 t) \cdot d(\omega_1 t)$$

Dựa vào đồ thị trên hình 8.20 có thể khai triển thành:

$$\begin{aligned} U_{km} &= \frac{2U_d}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \cos(k \omega_1 t) d(\omega_1 t) + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \cos k \omega_1 t d(\omega_1 t) - \int_{\pi-\alpha_2}^{\pi-\alpha_1} \cos(k \omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\pi+\alpha_1}^{\pi+\alpha_2} \cos(k \omega_1 t) d(\omega_1 t) \right] \\ &= \frac{2U_d}{k\pi} [\sin k \alpha_1 - \sin k \alpha_2 + \sin k \alpha_3] \end{aligned}$$

Vì sóng xung đối xứng, không tồn tại sóng hài bậc chẵn, chỉ số k trong biểu thức

trên phải là số lẻ. Lấy U_{km} thay vào biểu thức (8.16) ta được:

$$\begin{aligned} u(\omega_1 t) &= \frac{2U_d}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} [\sin k\alpha_1 - \sin k\alpha_2 + \sin k\alpha_3] \cos k\omega_1 t = \\ &= \frac{2U_d}{\pi} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) \cos \omega_1 t + \frac{2U_d}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) \cos 5\omega_1 t \\ &\quad + \frac{2U_d}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) \cos 7\omega_1 t + \dots \end{aligned} \quad (8.17)$$

Dựa vào điều kiện nói trên, từ biểu thức (8.17) rút ra:

$$U_{1m} = \frac{2U_d}{\pi} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) = 0$$

$$U_{5m} = \frac{2U_d}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0$$

$$U_{7m} = \frac{2U_d}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) = 0$$

Giai hệ phương trình trên sẽ tìm ra được thời điểm $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ cần mở khóa các van (thời điểm xuất hiện và mất các xung SPWM) để loại bỏ các sóng hài bậc 5 và 7. Đương nhiên để loại bỏ bậc cao hơn, cần phải dùng đến nhiều phương trình hơn, hay nói cách khác trong một chu kỳ phải có nhiều xung hơn mới có thể đáp ứng được yêu cầu.

Cần phải nhấn mạnh sử dụng phép loại bỏ sóng hài chỉ định để xác định một loạt thời điểm xuất hiện và mất các xung là có thể loại bỏ được các sóng hài có bậc chỉ định một cách hiệu quả, nhưng những sóng hài ngoài bậc chỉ định chưa chắc đã được loại bỏ hoặc suy giảm, thậm chí có lúc biên độ của chúng còn tăng lên. Nhưng chúng thuộc những sóng hài bậc cao không có ảnh hưởng lớn đối với động cơ.

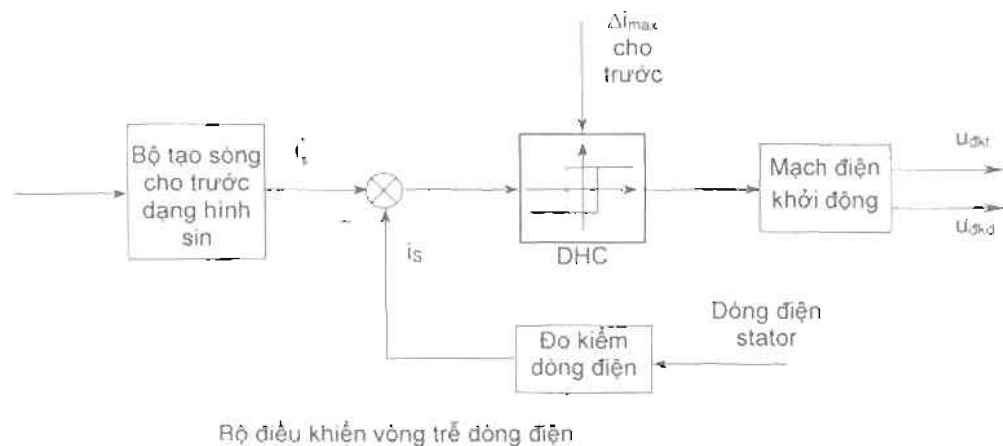
Trong phương thức điều chế nói trên, không dựa vào sự so sánh sóng tải tam giác với sóng điều chế hình sin, vì vậy nó không còn là điều chế độ rộng xung hình sin, nhưng hiệu quả của nó hoàn toàn giống với điều chế độ rộng xung hình sin, nên vẫn được xếp vào mô thức điều chế SPWM.

Việc tìm nghiệm của hệ phương trình lượng giác trên khá khó khăn, hơn nữa với những tần số đầu ra khác nhau đòi hỏi tần số xung khác nhau, nên càng khó thực thi điều khiển. Thông thường sử dụng phương pháp tính toán để tìm được các nghiệm là giá trị các góc mở khóa các van công suất ở tần số đầu ra khác nhau, nhập vào bộ nhớ máy tính để ứng dụng khi điều khiển.

8.3.4. Bộ nghịch lưu SPWM điều khiển vòng trễ (Hysteresis – band) dòng điện tần số đóng cắt cao

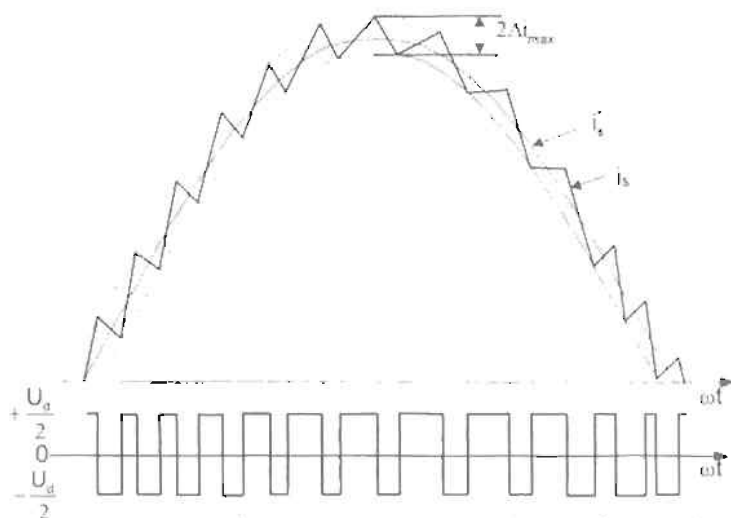
Các bộ nghịch lưu SPWM đã nghiên cứu mà ở mục trước đều là dạng nguồn điện áp, khâu một chiều trung gian luôn luôn được coi là nguồn điện áp ổn định, độ lớn của dòng điện phụ thuộc vào mạch phụ tải, nếu trở kháng phụ tải quá nhỏ hoặc bị ngắn mạch, thì sẽ xuất hiện dòng điện xung cực mạnh làm hỏng van công suất. Phương pháp tin cậy để giải quyết vấn đề này là tiến hành điều khiển dòng điện. Tín hiệu đặt của dòng điện là dòng hình sin i_s^* do mạch điện điều khiển hoặc mô hình tạo tần số và biên độ tạo ra, được so sánh với tín hiệu dòng điện pha thực tế i_s , mà lượng

chênh lệch giữa chúng đi qua bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại cao vốn có đặc tính vòng trễ, tức là bộ so sánh vòng trễ DHC, điều khiển sự mở hoặc khóa cho hai transistor công suất mắc ở nhánh cầu trên và dưới của mỗi pha nghịch lưu. Sơ đồ khối nguyên lý điều khiển vòng trễ dòng điện một pha bộ nghịch lưu như trên hình 8.21.



Hình 8.21. Sơ đồ khối bộ điều khiển dòng điện một pha bộ nghịch lưu SPWM điều khiển vòng trễ dòng điện: DHC là bộ so sánh vòng trễ

Độ rộng của dải trễ của bộ so sánh vòng trễ là $2\Delta i_{\max}$, trong đó $\Delta i_{\max}$ là độ lệch cực đại dòng điện cho trước. Giả thiết van nhánh trên của pha xét đang mở, dòng điện pha tăng, khi dòng điện thực tế của pha i_s vượt quá dòng điện đặt i_s^* mà độ lệch đạt tới $\Delta i_{\max}$ (hình 8.22), đầu ra của bộ so sánh vòng trễ làm cho tín hiệu khóa van công suất của nhánh cầu trên pha đó, sau một khoảng thời gian bảo vệ kéo dài cần thiết, van nhánh cầu dưới được mở, kết quả làm cho điện áp đầu ra



Hình 8.22. Đồ thị dòng điện và điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu khi điều khiển vòng trễ dòng điện

của pha đó từ $+\frac{U_d}{2}$ chuyển sang $-\frac{U_d}{2}$, theo đó dòng điện pha bắt đầu giảm xuống. Khi dòng điện thực tế giảm xuống nhỏ hơn so với giá trị dòng điện đặt một lượng $\Delta i_{\max}$, thì van ở nhánh cầu dưới bị khóa, cũng sau một khoảng thời gian bảo vệ cần thiết thì van ở nhánh cầu trên được mở, điện áp trên tải của pha lại đổi sang $+\frac{U_d}{2}$ và

dòng điện pha lại chuyển sang tăng. Cứ như thế, hai van bán dẫn công suất luân phiên nhau mở và khóa làm dòng điện thực tế luôn bám theo sự biến thiên của dòng điện yêu cầu đặt trước, chỉ có khác là giữa chúng còn có một phạm vi sai lệch cho phép, như minh họa trong hình 8.22.

Phạm vi cho phép của độ lệch dòng điện được biểu thị theo quan hệ sau đây:

$$|i_s - i_s^*| \leq \Delta i_{\max} \quad \text{hay} \quad -\Delta i_{\max} \leq i_s - i_s^* \leq \Delta i_{\max}$$

Quá trình thay đổi của dòng điện thực tế chịu sự ràng buộc của sức điện động cảm ứng của động cơ điện, điện kháng của các cuộn dây và tác dụng quán tính của các van bán dẫn. Trong trường hợp chung, có thể bỏ qua điện trở của các cuộn dây, tỷ suất biến đổi của dòng điện (đạo hàm dòng điện đối với thời gian) là:

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5U_d - E_{fm} \sin \omega_1 t}{L_1} \quad (8.18)$$

trong đó: $E_{fm} \sin \omega_1 t$ là sức điện động một pha hình sin;

L_1 là điện cảm tản tương đương một pha.

Từ biểu thức (8.18) có thể thấy, nếu muốn cho dòng điện thay đổi nhanh, bước phải giữ điện áp nguồn U_d phải khá cao.

Điện áp đầu ra bộ nghịch lưu điều khiển vòng trễ dòng điện tuy vẫn ở dạng xung, nhưng nó đã thoát khỏi sự điều chế độ rộng xung hình sin theo ý nghĩa ban đầu, nó vẫn lấy tên là SPWM, nhưng chỉ vì tín hiệu dòng điện đặt là sóng hình sin, dẫn tới dòng điện thực tế bị giới hạn dao động xung quanh đường hình sin, về cơ bản vẫn có dạng hình sin. Đương nhiên, bộ cảm biến dùng để đo dòng điện thực tế phải là loại cảm biến có chất lượng cao với dải thông tần rất rộng; bộ cảm biến hiệu ứng Hall với độ nhạy cao có thể đảm nhận nhiệm vụ này. Khi điều tốc, chỉ cần thay đổi tần số tín hiệu dòng điện đặt (yêu cầu) i_s^* , không cần điều chỉnh điện áp của bộ nghịch lưu. Trong trường hợp này, phía ngoài vòng điều khiển dòng điện cần có mạch vòng tốc độ, mới có thể đảm bảo là biên độ dòng điện đặt được tự động điều khiển theo những yêu cầu khác nhau của phụ tải.

8.4. ĐẶC TÍNH CƠ TÍNH CỦA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ KHI ĐIỀU KHIỂN PHỐI HỢP TẦN SỐ VÀ ĐIỆN ÁP

Phần trước đã chỉ ra hệ thống điều tốc biến tần của động cơ không đồng bộ, khi làm việc ở tần số dưới tần số cơ bản dùng phương thức điều khiển tỷ số điện áp – tần số không đổi có khâu bù sụt áp mạch stator, về cơ bản giữ cho từ thông Φ_m có trị số không đổi ở các tốc độ khác nhau. Mục này sẽ nghiên cứu đường đặc tính cơ ở trạng thái ổn định khi dùng phương thức điều khiển này, đồng thời nghiên cứu sâu thêm một bước về phối hợp điều khiển tần số và điện áp để nhận được đặc tính cơ như mong muốn.

8.4.1. Đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi điện áp và tần số không đổi

Khi điện áp U_1 và tần số góc ω_1 của stator đều không thay đổi, phương trình đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ có dạng (biểu thức (7.3)):

$$M_{dt} = 3n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_2'}{(sR_1 + R_2')^2 + s^2\omega_1^2 (L_1 + L_2')^2} \quad (8.19)$$

Khi s rất nhỏ, có thể bỏ qua các số hạng có chứa s ở mẫu số, và do đó:

$$M_{dt} \approx 3n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_2} \sim s \quad (8.20)$$

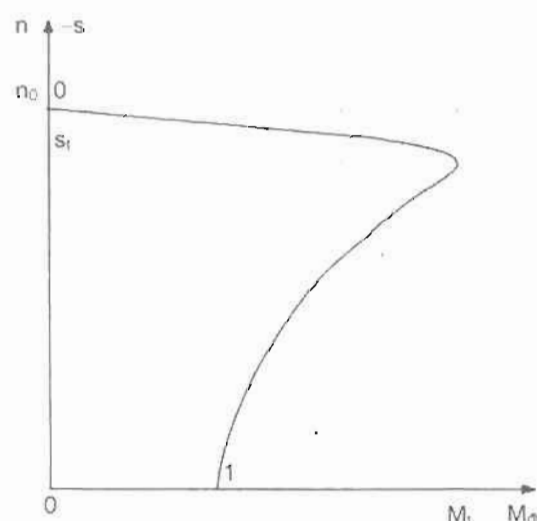
nghĩa là khi s rất nhỏ, mômen gần như tỷ lệ thuận với s , đặc tính $M_{dt} = f(s)$ là một đoạn thẳng.

Lúc s khá lớn, có thể bỏ qua R'_2 ở mẫu số của công thức (8.19) và ta được:

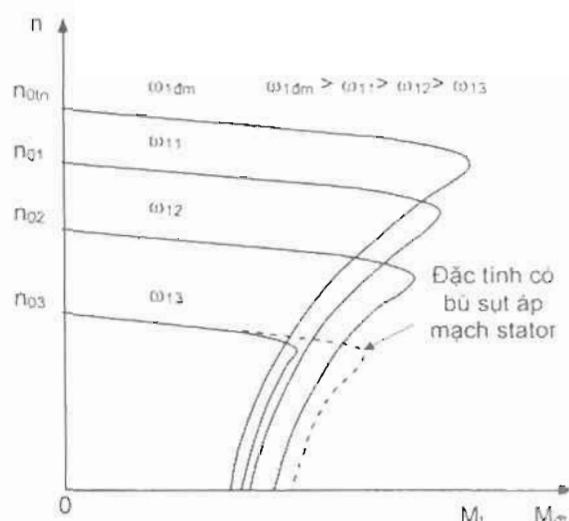
$$M_{dt} \approx 3n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_1 R'_2}{s [R_1^2 + \omega_1^2 (L_1 + L'_2)^2]} \sim \frac{1}{s} \quad (8.21)$$

nghĩa là lúc s khá lớn mômen gần như tỷ lệ nghịch với s , lúc này, $M_{dt} = f(s)$ là một đoạn đường cong hypecboloit đối xứng qua gốc.

Khi s có giá trị nằm giữa hai đoạn trên, đường đặc tính dần dần chuyển từ đoạn đường thẳng đến đoạn đường cong hypecboloit, như trên hình 8.23.



Hình 8.23. Đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ ba pha khi tần số và điện áp không đổi



Hình 8.24. Đặc tính cơ điều tốc biến tần khi điều khiển tỷ số điện áp và tần số không đổi

8.4.2. Đặc tính cơ khi phối hợp điều khiển điện áp và tần số

Khi động cơ không đồng bộ mang phụ tải M_c và làm việc ổn định, khi đó $M_c = M_{dt}$ (bỏ qua tổn hao mômen do ma sát), từ biểu thức (8.19) có được:

$$M_c = 3n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_2}{(sR_1 + R'_2)^2 + s^2\omega_1^2 (L_1 + L'_2)^2}$$

Công thức này cho thấy, đối với cùng một yêu cầu phụ tải, nghĩa là với một tốc độ quay n_A (hoặc hệ số trượt s_A) nhất định, khi vận hành ở một phụ tải M_c nhất định, có thể tồn tại nhiều cách phối hợp giữa điện áp và tần số cho động cơ không đồng bộ, lúc đó đường đặc tính cơ cho các trường hợp cũng sẽ khác nhau. Vì vậy cũng có các phương án điều khiển phối hợp điện áp và tần số khác nhau.

8.4.2.1. Điều khiển phối hợp tỷ số điện áp và tần số không đổi ($\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$)

Trong mục 8.4 đã chỉ rõ, muốn giữ cho từ thông Φ_m không đổi, nhằm tận dụng hết khả năng của lõi sắt từ, phát huy hết khả năng sinh mômen của động cơ, ở vùng dưới tần số cơ bản dùng phương pháp điều khiển tỷ số điện áp và tần số không đổi. Khi thực hiện điều khiển tỷ số điện áp và tần số không đổi, tốc độ quay đồng bộ thay đổi theo tần số:

$$n_0 = \frac{60\omega_1}{2\pi n_p} \quad (\text{vg/phut}) \quad (8.22)$$

Do đó lượng giảm tốc độ quay Δn khi mang tải là:

$$\Delta n = sn_0 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \quad (\text{vg/phut}) \quad (8.23)$$

Với đoạn đường đặc tính cơ theo biểu thức (8.20), có thể rút ra:

$$s\omega_1 \approx \frac{R'_2 M_{dt}}{3n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2} \quad (8.24)$$

Từ đó có thể thấy, khi $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$, đối với cùng một mômen quay M_{dt} , thì $s\omega_1$ là không đổi, do đó Δn về cơ bản cũng không thay đổi (xem công thức (8.23)). Như thế nghĩa là, khi thay đổi tần số ở điều kiện tỷ số điện áp và tần số không đổi ($\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$), đường đặc tính cơ về cơ bản là tịnh tiến lên xuống như trên hình 8.24.

Các đường này gần giống đường đặc tính động cơ điện một chiều kích từ độc lập khi điều chỉnh điện áp phân ứng, khác nhau là ở chỗ, sau khi mômen tăng đến giá trị cực đại, tốc độ quay lại giảm xuống và nếu $s > s_1$ thì đường đặc tính chuyển sang dạng đường cong hypeboloit. Hơn nữa, khi tần số càng thấp mômen cực đại càng nhỏ, điều này đã được chứng minh bởi công thức (7.5).

Biến đổi chút ít đối với công thức (7.5) có thể nhận được quan hệ về sự thay đổi của mômen cực đại M_1 (còn gọi là mômen tới hạn) theo ω_1 khi $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$:

$$M_1 = \frac{3}{2} n_p \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{R_1 + \sqrt{\left(\frac{R_1}{\omega_1} \right)^2 + (L_1 + L'_2)^2}} \quad (8.25)$$

Có thể thấy rằng, M_1 suy giảm khi ω_1 giảm xuống. Khi tần số rất thấp, độ lớn của M_1 sẽ hạn chế khả năng mang tải của hệ thống điều tốc. Sử dụng phương pháp bù điện áp mạch stator, tương ứng nâng cao được điện áp U_1 , có thể làm tăng khả năng mang tải của hệ thống (xem hình 8.24).

8.4.2.2. Điều khiển $\frac{E_f}{\omega_1} = \text{const}$

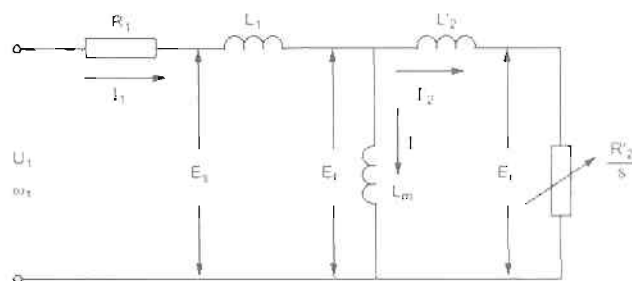
Hình 8.25 biểu diễn lại mạch điện tương đương ở trạng thái ổn định của động cơ điện cảm ứng, trong đó ý nghĩa của các sức điện động trên sơ đồ là:

E_f là sức điện động cảm ứng trong các cuộn dây của mỗi pha do từ thông khe hở gây nên (hỗ cảm);

E_s là sức điện động cảm ứng do từ thông toàn mạch stator;

E_r là sức điện động cảm ứng do từ thông toàn mạch rotor (đã quy đổi về mạch stator).

Nếu trong khi điều khiển phối hợp điện áp – tần số, nâng một cách phù hợp điện áp U_1 , làm cho nó sau khi khắc phục được sụt áp mạch stator có thể duy trì $\frac{E_f}{\omega_1} = \text{const}$ (ở



Hình 8.25. Mạch điện tương đương ở trạng thái ổn định của động cơ điện cảm ứng và sức điện động cảm ứng

vùng tần số dưới tần số cơ bản), thì từ công thức (8.1) có thể thấy, dù cho tần số có trị số lớn nhỏ khác nhau thì từ thông của mỗi cực đều là hằng số. Sau đây sẽ trình bày phương pháp tìm đường đặc tính cơ khi điều khiển $\frac{E_f}{\omega_1} = \text{const}$.

Từ mạch điện tương đương trên hình 8.25 có thể thấy:

$$I_2' = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (\omega_1 L_2')^2}} \quad (8.26)$$

Thay vào quan hệ cơ bản của mômen điện từ, ta được:

$$M_{dt} = \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_f^2}{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_2'^2} \cdot \frac{R_2'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_f}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_2'}{R_2'^2 + s^2\omega_1^2 L_2'^2} \quad (8.27)$$

Đây chính là phương trình đường đặc tính cơ khi $\frac{E_f}{\omega_1} = \text{const}$.

Sử dụng phương pháp phân tích giống như trên, khi s rất nhỏ, bỏ qua số hạng có chứa s^2 ở mẫu số trong công thức (8.27), ta có:

$$M_{dt} \approx 3n_p \left(\frac{E_f}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1}{R_2'} \sim s \quad (8.28)$$

Điều này nói lên rằng đoạn đường đặc tính này gần như là đường thẳng. Khi s khá lớn, bỏ qua số hạng có chứa $R_2'^2$ ở mẫu số trong công thức (8.27), ta có:

$$M_{dt} \approx 3n_p \left(\frac{E_f}{\omega_1}\right)^2 \frac{R_2'}{s\omega_1 L_2'^2} \sim \frac{1}{s} \quad (8.29)$$

Lúc này đường đặc tính có dạng hypecbol.

Khi giá trị của s nằm trong khoảng giữa hai vùng trên, đường đặc tính chuyển tiếp từ đường thẳng sang đường cong hypecboloit, toàn bộ đường đặc tính có tính tương đồng với đường đặc tính khi điều khiển tỷ số điện áp và tần số không đổi. Nhưng, so sánh công thức (8.27) với công thức (8.19) có thể thấy, công thức mômen khi điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ trong mẫu số các hệ số của s nhỏ hơn hệ số cùng loại trong công

thức điều khiển $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$, cũng có thể nói, đặc tính cơ điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ sẽ có mômen cực đại lớn hơn. Hình 8.26 biểu diễn đồng thời đặc tính cơ của các phương thức điều khiển phối hợp khác nhau.

Lấy đạo hàm đối với s cho công thức (8.27), và cho $\frac{dM_{dt}}{ds} = 0$, có thể nhận được

hệ số trượt tới hạn khi điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$:

$$s_1 = \frac{R'_2}{\omega_1 L'_2} \quad (8.30)$$

và mômen cực đại:

$$M_t = \frac{3}{2} n_p \left(\frac{E_r}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L'_2} \quad (8.31)$$

Điều đáng chú ý là, khi $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$, trị số $M_t = \text{const}$ khi điều chỉnh tần số. Như vậy, chất

lượng của phương pháp điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ tốt hơn so với phương pháp điều khiển

$\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$. Đó chính là ý tưởng bù điện áp mạch stator khi điều khiển $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$.

8.4.2.3. Điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$

Nếu trong điều khiển điện áp và tần số không đổi nâng cao tương đối điện áp U_1 lên một ít để bù sụt áp trên điện kháng tản mạch rotor (hình 8.25), là có thể nhận được phép điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$. Đặc tính cơ của động cơ trong trường hợp này có thể xác định như sau:

Từ hình 8.25 có thể viết :

$$I'_2 = \frac{E_r}{R'_2 / s} \quad (8.32)$$

Thay vào biểu thức cơ bản của mômen điện từ, ta được:

$$M_{dt} = \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_r^2}{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2} \cdot \frac{R'_2}{s} = 3n_p \left(\frac{E_r}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_2} \quad (8.33)$$

Không cần phải làm bất cứ phép tính gần đúng nào mà đã có thể nhận được đường đặc tính lúc này $M_{dt} = f(s)$ hoàn toàn là một đường thẳng (đường c hình 8.26). Rõ ràng là, chất lượng trạng thái ổn định của phương pháp điều chỉnh $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ là tốt nhất, có

thể nhận được đường đặc tính cơ tuyến tính giống như ở động cơ một chiều. Đây mới chính là mục tiêu của điều tốc biến tần xoay chiều chất lượng cao mong muốn.

Vấn đề là phải xác định phương pháp điều khiển điện áp và tần số bộ biến tần để nhận được $\frac{E_r}{\omega_1}$ là hằng.

Dựa vào quan hệ giữa sức điện động và từ thông [công thức (8.1)], có thể thấy, giá trị biên độ từ thông khe hở Φ_m là tương ứng với sức điện động cảm ứng E_r , như vậy, giá trị biên độ từ thông toàn bộ của mạch rotor Φ_{rm} có quan hệ với sức điện động E_r theo hệ thức:

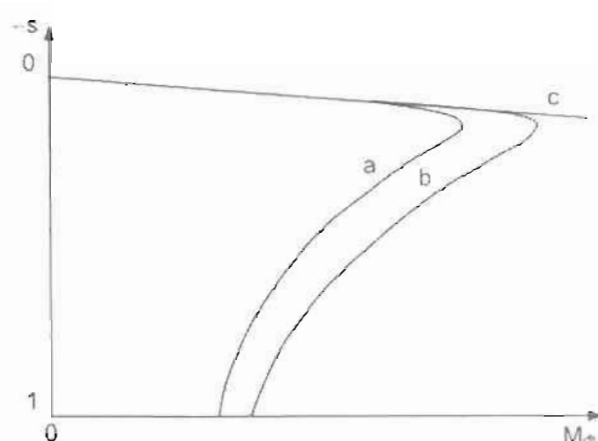
$$E_r = 4,44 f_1 N_1 k_{N1} \Phi_{rm} \quad (8.34)$$

Từ đó có thể thấy, muốn giữ tỷ số $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ chỉ cần giữ được giá trị biên độ tổng từ thông của mạch rotor Φ_{rm} bằng hằng số ($\Phi_{rm} = \text{const}$), dựa theo điều kiện này để điều khiển là có thể nhận được $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$. Trong thực tế kỹ thuật, hiện nay hệ thống điều tốc động cơ xoay chiều không đồng bộ ba pha bằng phương pháp điều chỉnh tần số đảm bảo quan hệ $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ được thực hiện bằng hệ điều tốc với biên tần điều khiển vector, ở mục sau (mục 8.8) sẽ nghiên cứu kỹ vấn đề này.

8.4.3. Tóm tắt

Điện áp pha U_1 và tần số góc ω_1 là hai tham số điều khiển độc lập của hệ thống biến tần - động cơ không đồng bộ, khi điều tốc biến tần đòi hỏi phối hợp tốt hai thông số điều khiển nói trên.

Điều khiển $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$ dễ thực hiện nhất, đường đặc tính cơ biến tần của nó về cơ bản là tịnh tiến lên xuống, độ cứng cũng khá tốt, có thể thỏa mãn yêu cầu điều tốc thông thường, nhưng khi tốc độ thấp thì mômen cực đại (mômen tới hạn) bị giảm nhiều, buộc phải tiến hành bù sụt điện áp cho mạch stator.



Hình 8.26. Đặc tính cơ ở các chế độ điều chỉnh phối hợp điện áp - tần số khác nhau: a) Điều khiển $U_1/\omega_1 = \text{const}$; b) Điều khiển $E_r/\omega_1 = \text{const}$; c) Điều khiển $U_1/\omega_1 = \text{const}$.

Điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ đảm bảo khi ở trạng thái ổn định có thể làm cho $\Phi_m = \text{const}$,

do đó cải thiện được chất lượng điều tốc ở trạng thái ổn định. Để giữ được $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$

có thể thực hiện bằng cách điều khiển $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$ với việc bù điện áp một cách phù

hợp. Nhưng đường đặc tính của nó vẫn là phi tuyến, khả năng của mômen quay vẫn bị hạn chế.

Điều khiển $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ có thể nhận được đường đặc tính cơ tuyến tính giống như

ở động cơ một chiều kích thích từ độc lập, nhờ đó có thể thực hiện điều tốc với chất lượng cao. Dựa vào tổng từ thông của toàn mạch rotor $\Phi_{rm} = \text{const}$ tiến hành điều khiển có thể nhận được $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$. Trong trạng thái ổn định và trạng thái động đều

có thể duy trì $\frac{E_r}{\omega_1} = \text{const}$ là mục đích của điều tốc biến tần điều khiển vector, đương nhiên hệ thống điều khiển này là khá phức tạp, sẽ nghiên cứu ở phần sau.

Các phương pháp điều khiển phối hợp điện áp – tần số kể trên đều phải nằm trong phạm vi điều tốc mômen quay không đổi nằm dưới tần số cơ bản. Khi ở tần số trên cơ bản thì đều phải sử dụng quy luật điều tốc giảm từ thông, công suất và điện áp không đổi, chỉ điều chỉnh tần số.

8.5. HỆ THỐNG HỒ BIẾN TẦN – ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ĐIỀU KHIỂN TỶ SỐ ĐIỆN ÁP / TẦN SỐ KHÔNG ĐỔI

Khi sử dụng phương pháp điều khiển phối hợp điện áp – tần số, động cơ không đồng bộ ở các tần số khác nhau đều có thể nhận được các đoạn đường đặc tính cơ khá cứng. Nếu máy sản xuất không có yêu cầu cao về chất lượng tĩnh và động có thể sử dụng hệ thống hồ điều khiển $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$, cấu trúc của nó đơn giản nhất, giá thành khá thấp,

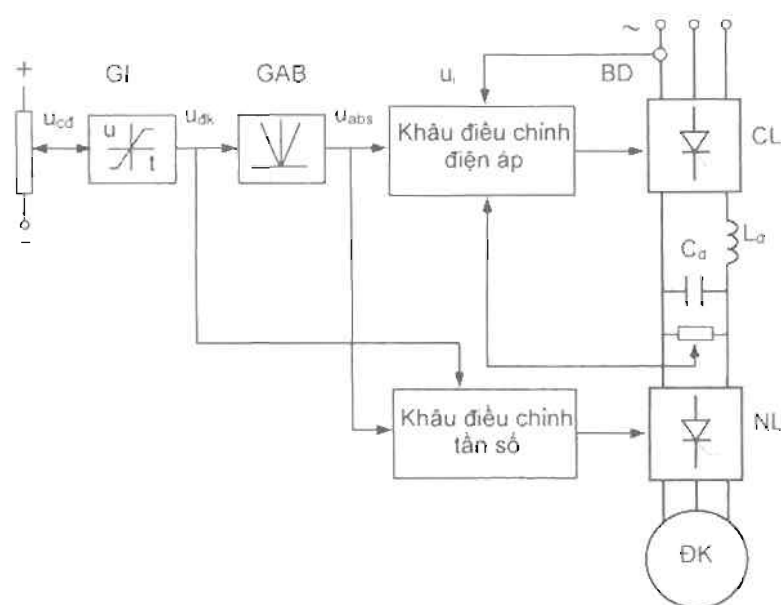
chẳng hạn như hệ thống điều tốc giảm lưu lượng cho máy quạt, máy bơm thường dùng phương án này.

Mục này sẽ nghiên cứu hai loại hệ thống điều tốc mạch vòng hồ tốc độ sử dụng biến tần gián tiếp dùng tiristor với nguồn cung cấp là nguồn điện áp và nguồn dòng điện, đều sử dụng luật điều khiển phối hợp $\frac{U_1}{\omega_1} = \text{const}$ có bố trí khâu bù điện áp khi giảm tần số.

8.5.1. Hệ thống hồ điều tốc biến tần gián tiếp nguồn điện áp

Hình 8.27 là sơ đồ cấu trúc của loại hệ thống này, trong đó CL là khối chỉnh lưu điều khiển, điều khiển điện áp ra của nó để điều chỉnh biên độ điện áp xoay chiều đầu ra biến tần; NL là khối nghịch lưu nguồn áp, dùng để biến đổi điện áp một chiều thành xoay chiều và điều khiển tần số điện áp đầu ra biến tần. Điện áp và tần số điện áp ra

của biến tần được điều khiển bởi cùng một tín hiệu u_{abs} , nhằm duy trì sự phối hợp giữa hai tham số đó. Việc điều khiển tốc độ quay là mạch vòng hở nên không cho phép tín hiệu đặt tốc độ quay u_{cd} (điện áp chủ đạo) có dạng bậc thang được đặt trực tiếp vào các khối điều khiển tần số và điện áp, vì nếu như thế sẽ gây ra các xung dòng điện lớn. Để giải quyết vấn đề này, giữa tín hiệu đặt u_{cd} và tín hiệu điều khiển điện áp và tần số u_{abs} được bố trí một khâu tích phân tín hiệu đặt GI và bộ biến đổi giá trị tuyệt đối GAB. Trước tiên dùng GI biến đổi tín hiệu u_{cd} thành tín hiệu u_{dk} có dạng hình thang, từ đó làm cho điện áp và tốc độ quay của động cơ có thể tăng lên hoặc giảm xuống từ từ khi khởi động và khi hãm giảm tốc. Để đảo chiều quay động cơ thực hiện thay đổi cực tính điện áp chủ đạo, dẫn đến u_{dk} đổi dấu, nhưng đối với động cơ xoay chiều, để đảo chiều quay động cơ cần thay đổi thứ tự pha điện áp ra biến tần, nhưng không yêu cầu sự đổi dấu tín hiệu điều khiển điện áp và tần số, vì vậy dùng bộ biến đổi trị tuyệt đối GAB chuyển u_{dk} thành tín hiệu trị tuyệt đối u_{abs} . Khâu không chế nghịch lưu (khâu điều khiển tần số) được điều khiển bởi hai tín hiệu: u_{abs} dùng để không chế tần số điện áp ra, còn dấu của u_{dk} dùng để không chế thứ tự pha của điện áp ra.

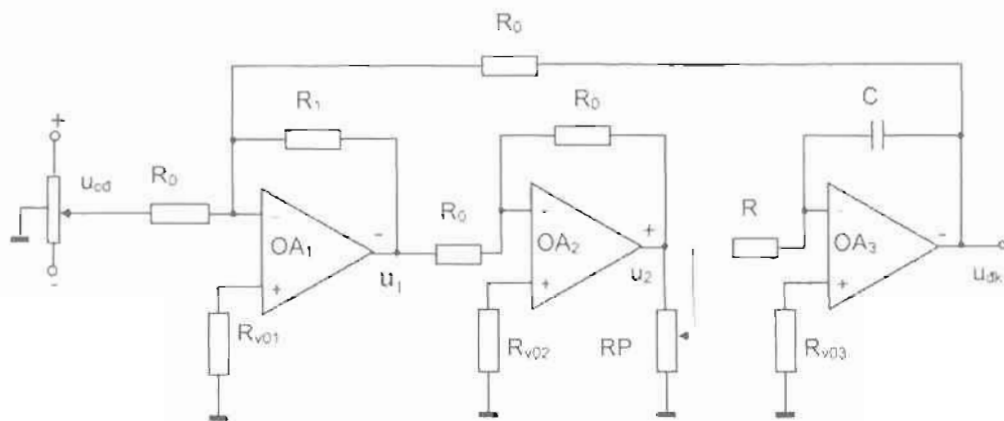


Hình 8.27. Hệ thống hở điều tốc biến tần gián tiếp nguồn điện áp – động cơ không đồng bộ
GI – bộ tích phân tín hiệu đặt, GAB – bộ biến đổi trị tuyệt đối.

8.5.1.1. Bộ tích phân tín hiệu đặt

Hình 8.28 là một sơ đồ của bộ tích phân tín hiệu đặt tạo bởi mạch điện gồm ba tầng khuếch đại bằng ba khuếch đại thuật toán. Tầng thứ nhất là bộ nhận biết cực tính với hệ số khuếch đại lớn ($R_1 > 100R_0$), điện áp đầu ra của nó u_1 chỉ quan tâm đến cực tính ngược với cực tính điện áp chủ đạo u_{cd} , không quan tâm tới độ lớn của u_{cd} như thế nào và u_1 luôn đạt giá trị bão hoà. Tầng thứ hai là bộ khuếch đại đảo dấu, làm cho cực tính của điện áp đầu ra u_2 đảo dấu và trở nên cùng cực tính với u_{cd} . Tầng thứ ba là một bộ tích phân với hằng số tích phân là RC, điện áp đầu ra bộ tích phân u_{dk} trở thành tín hiệu có dạng hình thang, hệ số tích phân được điều khiển bởi chiết áp RP. Cuối cùng, nhờ mạch phản hồi âm qua điện trở có giá trị R_0 , tín hiệu u_{dk} được đưa trở về tầng đầu tiên,

để quyết định thời điểm kết thúc tích phân, khi độ lớn của trị tuyệt đối u_{dk} nhỏ hơn trị tuyệt đối của u_{cd} ($|u_{dk}| < |u_{cd}|$) thì điện áp đầu ra ở tầng thứ nhất u_1 luôn đạt giá trị bão hoà, phản hồi âm không có ảnh hưởng đối với nó; cho tới khi $|u_{dk}| = |u_{cd}|$, u_1 và u_2 nhanh chóng giảm về không (0), tích phân dừng lại. u_{dk} được duy trì hằng số.



Hình 8.28. Sơ đồ nguyên lý bộ tích phân tín hiệu đặt

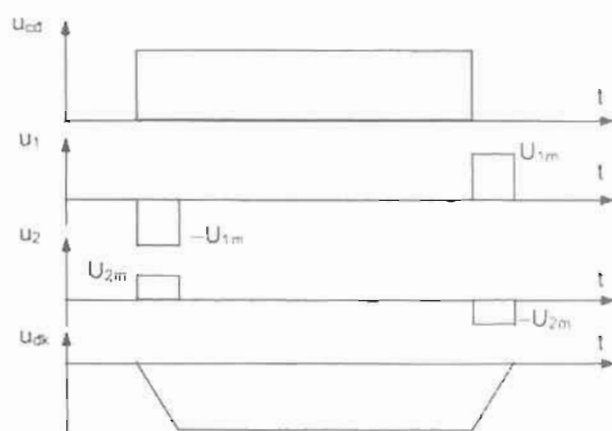
Hình 8.28 đã ghi rõ cực tính đầu ra của các tầng khuếch đại khi u_{cd} dương. Đồ thị điện áp các điểm được minh họa như trên hình 8.29. Thời gian tích phân của bộ tích phân có thể tìm ra từ phương trình cân bằng dòng điện ở điểm nối mát ảo (đầu vào đảo của OA_3):

$$\frac{\rho U_{2m}}{R} = -\frac{U_{dk}}{\frac{1}{Cs}} \Rightarrow U_{dk} = -\frac{\rho U_{2m}}{RCs} = -\frac{U_{2m}}{\frac{1}{\rho Ts}} \quad (8.35)$$

trong đó $T = RC$ là hằng số thời gian tích phân. Điều chỉnh ρ và T đều có thể thay đổi độ dốc của u_{dk} , từ đó có thể thay đổi gia tốc của hệ thống điều tốc, thông thường thời gian tích phân yêu cầu thay đổi trong khoảng $5 \div 50$ giây.

Nếu thay đổi sơ đồ đầu khuếch đại thuật toán tầng thứ nhất thành khuếch đại không đảo, có thể bỏ tầng đảo dấu, chỉ cần thay đổi cách đấu tín hiệu phản hồi âm cho phù hợp.

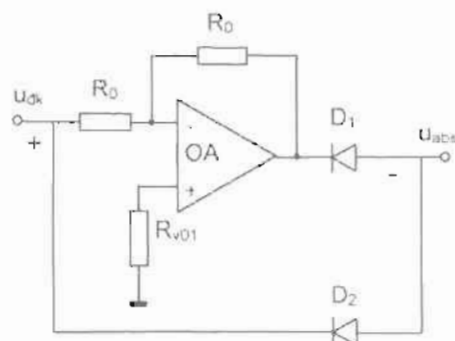
Đồ thị tín hiệu đầu ra u_{dk} của bộ tích phân tín hiệu đặt trên thực tế đã đại diện cho đồ thị khởi động, làm việc ổn định và hãm của của hệ thống điều tốc, vì vậy bộ tích phân tín hiệu đặt còn có tên gọi là bộ khởi động mềm, nó trở thành bộ phận điều khiển cần thiết của hệ thống điều tốc mạch hờ.



Hình 8.29. Đồ thị điện áp của bộ tích phân tín hiệu đặt

8.5.1.2. Bộ biến đổi trị tuyệt đối

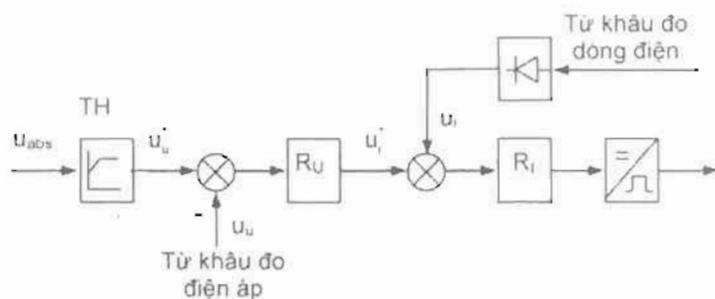
Mạch điện bộ biến đổi trị tuyệt đối GAB như trên hình 8.30. Từ hình vẽ có thể thấy nếu bỏ qua sụt điện áp thuận của các diốt D_1 và D_2 , độ lớn của điện áp đầu ra u_{abs} và tín hiệu u_{dk} (lấy từ đầu ra bộ tích phân) là bằng nhau, còn cực tính của u_{abs} thì không thay đổi theo cực tính của u_{dk} , với sơ đồ này $u_{abs} = -|u_{dk}|$. Trong hình 8.30 u_{abs} là âm, cũng có thể thiết kế để u_{abs} có cực tính dương, tùy theo yêu cầu của hệ thống đối với cực tính của tín hiệu điều khiển mà quyết định.



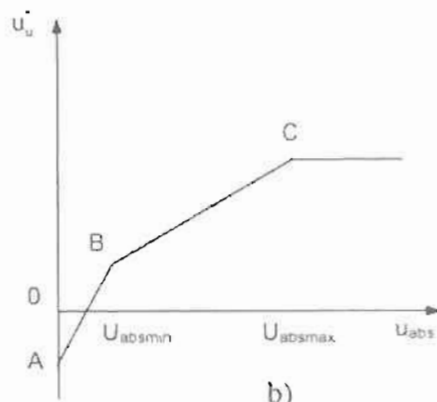
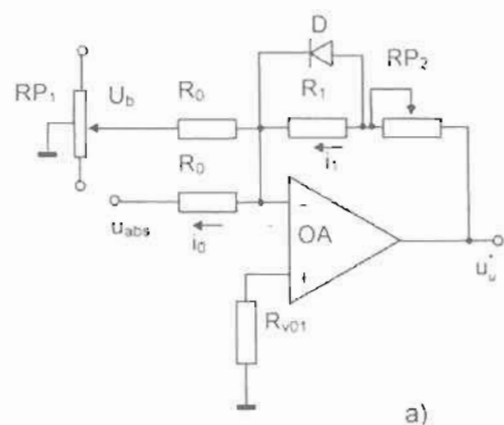
Hình 8.30. Bộ biến đổi giá trị tuyệt đối

8.5.1.3. Khâu điều chỉnh điện áp

Khâu điều chỉnh điện áp thường dùng cấu trúc hai mạch vòng kín điện áp và dòng điện như trên hình 8.31. Mạch vòng trong cài đặt bộ điều chỉnh dòng điện R_I nhằm hạn chế dòng điện trạng thái động, đồng thời có tác dụng bảo vệ. Mạch vòng ngoài cài đặt bộ điều chỉnh điện áp R_U , dùng để điều khiển điện áp đầu ra. Với hệ thống công suất nhỏ đơn giản cũng có thể dùng cấu trúc mạch vòng đơn điện áp. Tín hiệu u_{abs} sau khi qua khối tạo hàm TH trở thành tín hiệu đặt điện áp u_u^* với mục đích là bù lượng sụt điện áp của các van bán dẫn, cải thiện đường đặc tính cơ khi điều tốc (đặc biệt là khi tốc độ thấp).



Hình 8.31. Khâu điều khiển điện áp của hệ thống điều tốc biến tần nguồn áp



Hình 8.32. Bộ tạo hàm TH: a) Sơ đồ nguyên lý; b) Đặc tính đầu vào đầu ra

Trong hình 8.32a đã vẽ ra sơ đồ nguyên lý của bộ tạo hàm TH, tín hiệu đầu vào của nó là u_{abs} , tín hiệu ra là tín hiệu đặt u_u^* của bộ điều chỉnh điện áp R_U (với cực tính

của u_{abs} là âm, cực tính của u_u là dương). Nhờ các chiết áp RP_1 , RP_2 có thể nhận được đường đặc tính hàm số như trên hình 8.32b.

Khi $u_{abs} = 0$, tín hiệu đầu vào khuếch đại thuật toán OA chỉ có tín hiệu thiên áp $+U_b$, tín hiệu đầu ra khâu tạo hàm số u_u là âm (điểm A), bộ chỉnh lưu điều khiển CL ở vào trạng thái nghịch lưu đối, không có điện áp đầu ra. Khi tín hiệu u_{abs} tăng lên, tín hiệu u_u bớt âm và sau đó chuyển sang dương, dẫn đến CL chuyển sang làm việc ở chế độ chỉnh lưu, nhưng khi trị số của u_u chưa đủ để làm cho diốt D mở, hệ số khuếch đại của TH là $K_{TH} = \frac{R_1 + R_2}{R_0}$ (R_2 là giá trị điện trở của RP_2), đường đặc tính đầu vào –

đầu ra là đoạn AB tương đối dốc trên hình 8.32b. Tại điểm B, $i_1 R_1 = 0,7$ V (bằng sụt áp trên diốt ở trạng thái mở), D mở, điện trở R_1 bị ngắn mạch, hệ số khuếch đại trở thành $K'_{TH} = \frac{R_2}{R_0}$. Độ dốc của đường đặc tính bắt đầu giảm xuống (trên thực tế nó

biến đổi một cách trơn tru). Điểm B ứng với điểm làm việc tốc độ quay cực tiểu, lúc này điện áp điều khiển tần số là U_{absmin} . Trong đoạn BC phương trình cân bằng dòng điện của bộ khuếch đại tại điểm nổi mát ảo (đầu vào đảo của OA) là:

$$\frac{u_{abs}}{R_0} - \frac{U_b}{R_0} = \frac{u_u - 0,7}{R_2}$$

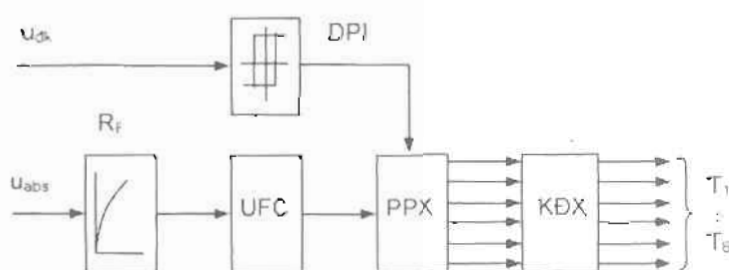
Vì thế :

$$u_u = \frac{R_2}{R_0} (u_{abs} - U_b) + 0,7$$

Đó chính là đường đặc tính làm việc của TH khi điều tốc biến tần, với vùng làm việc từ tần số cơ bản trở xuống. Điều chỉnh chiết áp RP_2 có thể thay đổi độ dốc của đường đặc tính làm việc, điều chỉnh RP_1 có thể thay đổi giá trị thiên áp U_b , tức là thay đổi điểm bắt đầu của đường đặc tính làm việc. Sau khi vượt qua điểm C, do tác dụng hạn chế biên độ của khuếch đại thuật toán bão hòa làm cho u_u vẫn được giữ nguyên, hệ thống bước vào vùng điều tốc điện áp không đổi, nghĩa là vùng giảm từ thông tăng tốc.

8.5.1.4. Khâu điều khiển tần số

Khâu điều khiển tần số chủ yếu do 3 bộ phận là bộ chuyển đổi điện áp – tần số UFC, bộ phân phối xung PPX và bộ khuếch đại công suất xung (hình 8.33). Khâu này có nhiệm vụ tạo ra hệ thống xung điều khiển 6 tiristor khối nghịch lưu đảm bảo tần số điện áp ra tỷ lệ với điện áp u_{abs} và thứ tự pha phụ thuộc vào cực tính điện áp u_{dk} .



Hình 8.33. Khâu điều khiển tần số khối nghịch lưu tiristor
UFC: bộ chuyển đổi điện áp tần số; PPX: bộ phân phối xung; DPI: bộ nhận biết cực tính; KDX: bộ khuếch đại xung; R_f : bộ điều chỉnh khối điều khiển tần số

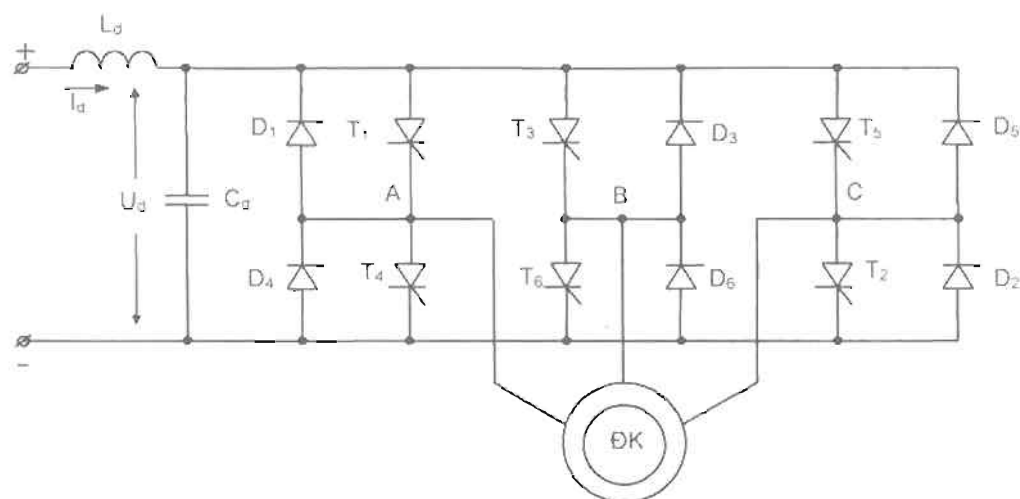
Bộ chuyển đổi điện áp – tần số UFC là một bộ dao động mà tần số của chuỗi xung đầu ra tỷ lệ với giá trị điện áp điều khiển (Voltage Controlled Oscillator, gọi tắt là VCO). Nhờ đó nhận được tác dụng điều khiển tỷ số điện áp – tần số hằng số. Nếu tần số cực đại của đầu ra bộ nghịch lưu là $f_{\max}$ thì UFC cần phải đưa ra tần số cực đại $6f_{\max}$, để trong một chu kỳ làm việc của bộ nghịch lưu phát ra được 6 xung điều khiển 6 tiristor khỏi nghịch lưu.

Yêu cầu chủ yếu của hệ thống điều tốc đối với bộ biến đổi điện áp – tần số là:

1. Có độ tuyến tính cao trong biến đổi điện áp – tần số;
2. Có tính ổn định tần số khá tốt;
3. Có thể thay đổi dễ dàng các tham số để điều chỉnh phạm vi thay đổi tần số.

Bộ phân phối xung PPX là một bộ tính toán có tác dụng chia tần 6 lần, nó thực hiện tách chuỗi xung đầu ra của UFC phân thành từng nhóm 6 xung cách nhau 60° với một chiều rộng nhất định. Đối với hệ thống điều tốc đảo chiều, chỉ cần dùng phương pháp thay đổi thứ tự xung điều khiển đến các tiristor để thay đổi thứ tự pha của điện áp đầu ra là có thể đảo chiều động cơ, lúc này có thể dùng bộ đếm đảo chiều. Khi bộ đếm cứ một lần làm thuật toán +1, xung đầu ra theo thứ tự $1 \rightarrow 6$ điều khiển 6 tiristor, thứ tự pha của điện áp là thuận thì khi bộ đếm làm thuật toán -1, theo thứ tự $6 \rightarrow 1$, nhận được điện áp có thứ tự pha là ngược. Thuật toán cộng trừ do tín hiệu thuận nghịch điều khiển, tín hiệu thuận nghịch nhận được từ bộ nhận biết cực tính DPI với tín hiệu điều khiển đầu vào là u_{dk} .

Nhiệm vụ chủ yếu của bộ khuếch đại xung KĐX là bảo đảm độ rộng và công suất các xung điều khiển các van khỏi nghịch lưu. Với tần số từ 50Hz trở lên, dùng mạch khuếch đại công suất bán dẫn thông dụng. Khi tần số đầu ra thấp hơn 50 Hz, muốn giảm kích thước của máy biến áp xung, đồng thời vẫn có được đồ thị xung tốt, cần phải điều chế cao tần đối với tín hiệu xung do PPX đưa tới, tần số sóng tải cao tần thường dùng $3 \div 5$ kHz.



Hình 8.34. Bộ nghịch lưu nguồn áp – động cơ không đồng bộ

Điều khiển tỷ số điện áp – tần số không đổi kèm theo bù sụt áp stator có thể bảo đảm cho từ thông trạng thái ổn định là hằng số, trong quá trình động, từ thông có biến

đổi hay không là một vấn đề khá phức tạp không dễ khẳng định được. Trong hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp nguồn áp, do mạch điện một chiều trung gian có chứa tụ lọc C_d khá lớn, thực tế điện áp thay đổi rất chậm, còn phản ứng của khâu điều khiển tần số lại khá nhanh, vì vậy phía trước khâu biến đổi điện áp – tần số có bố trí khâu hiệu chỉnh trạng thái động tần số R_F , chẳng hạn như dùng khâu quán tính cấp I cho phép tần số biến đổi chậm để có thể phối hợp với điện áp trong chế độ động. Đường nhiên phương pháp này rất khó đạt được chất lượng cao, tham số cụ thể của R_F thường được xác định qua thực nghiệm.

Hình 8.34 là sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu nguồn áp dạng cầu ba pha, tải là động cơ không đồng bộ, trong đó C_d là tụ lọc, phía trước C_d có bố trí một điện cảm L_d nhằm tăng hiệu quả lọc và hạn chế dòng điện, các diốt $D_1 \div D_6$ mắc song song ngược với các tiristor $T_1 \div T_6$ dùng để trả năng lượng phản kháng từ tải về nguồn, các phần tử chuyển mạch trong sơ đồ này không biểu diễn. Khoảng thời gian mở của mỗi van trong một chu kỳ điện áp ra quy ra góc độ điện được gọi là góc dẫn của van, thường ký hiệu là λ , phạm vi thay đổi của góc dẫn là: $0^\circ \leq \lambda \leq 180^\circ$. Dạng điện áp ra của sơ đồ nghịch lưu khi bỏ qua chuyển mạch được giới thiệu chi tiết trong các tài liệu về điện tử công suất.

Trong thực tế kỹ thuật hiện nay, hệ thống truyền động biến tần gián tiếp nguồn áp – động cơ không đồng bộ với nghịch lưu dùng tiristor hầu như rất ít được sử dụng. Vì vậy, giáo trình này không đi sâu phân tích các quá trình động của hệ thống này.

8.5.2. Hệ thống hờ điều tốc biến tần gián tiếp nguồn dòng điện

Sơ đồ nguyên lý của hệ thống điều tốc loại này cơ bản gần giống với trường hợp biến tần gián tiếp nguồn áp, sự khác biệt chủ yếu ở chỗ, hệ thống này sử dụng bộ nghịch lưu nguồn dòng điện có bộ lọc điện cảm lớn. Về mặt hệ thống điều khiển, hai loại này cơ bản giống nhau, bởi vì chúng đều là điều khiển phối hợp giữa điện áp và tần số. Cần phải lưu ý là bộ biến tần nguồn dòng điện cũng đòi hỏi điều khiển điện áp. “Nguồn áp” và “điều khiển điện áp” là hai khái niệm hoàn toàn khác nhau. “Nguồn áp, (mà thực chất là nguồn có tính chất gần nguồn áp)” hay là “nguồn dòng” phụ thuộc vào khâu lọc, còn “điều khiển điện áp” hoặc “điều khiển dòng điện” là do mục đích điều khiển mà quyết định. Cũng tương tự như hệ thống biến tần gián tiếp nguồn áp, các hệ điều tốc biến tần gián tiếp nguồn dòng điện với nghịch lưu dùng tiristor hiện rất ít được sử dụng.

8.6. HỆ THỐNG KÍN ĐIỀU TỐC BIẾN TẦN ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ TRƯỢT

Hệ thống hờ điều tốc biến tần (không có phản hồi tốc độ quay) đã giới thiệu ở phần trước có thể đáp ứng được yêu cầu điều tốc vô cấp thông thường, nhưng chất lượng tĩnh và động đều bị hạn chế, muốn cải thiện nó, trước tiên phải sử dụng điều khiển mạch vòng kín có phản hồi âm tốc độ. Đường đặc tính tĩnh của hệ thống mạch vòng kín tốc độ quay tốt hơn nhiều so với hệ thống hờ. Nhưng, làm thế nào để thực sự nâng cao được chất lượng động của hệ thống, đây là vấn đề được quan tâm trong mục này.

Bất kỳ hệ thống điều khiển tự động truyền động điện nào cũng đều phải tuân theo phương trình chuyển động cơ bản:

$$M_{dt} - M_c = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt}$$

Muốn nâng cao chất lượng động của hệ thống điều tốc, chủ yếu phải dựa vào đạo hàm tốc độ quay ($\frac{d\omega}{dt}$) để điều khiển, điều khiển mômen M_{dt} có thể điều khiển $\frac{d\omega}{dt}$. Vì vậy, suy cho cùng, chất lượng động của hệ thống điều tốc chính là năng lực điều khiển mômen quay của nó.

Trong hệ thống điều tốc biến tần để điều khiển mômen quay của động cơ không đồng bộ, cần phải điều khiển điện áp (hoặc dòng điện) và tần số. Làm thế nào để thông qua điện áp (hoặc dòng điện) và tần số để điều khiển được mômen? Đó là vấn đề đầu tiên phải giải quyết khi nghiên cứu xây dựng hệ thống điều tốc biến tần có chất lượng động cao.

8.6.1. Khái niệm cơ bản về điều khiển tần số trượt

Mômen quay động cơ một chiều tỷ lệ thuận với dòng điện, điều khiển dòng điện chính là điều khiển mômen quay, vấn đề khá đơn giản. Vì vậy, tín hiệu đầu ra của bộ điều khiển tốc độ u_i của hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín một chiều trên thực tế đã đại diện cho năng lực điều khiển mômen quay của nó.

Trong động cơ không đồng bộ xoay chiều, có rất nhiều nhân tố ảnh hưởng tới mômen quay, công thức tính mômen quay theo lý thuyết máy điện:

$$M_{dt} = C_m \Phi_m I'_2 \cos \varphi \quad (8.36)$$

trong đó $C_m = \frac{3}{\sqrt{2}} n_p N_1 k_{N_1}$. Có thể thấy các yếu tố từ thông khe hở, dòng điện mạch rotor, hệ số công suất rotor đều ảnh hưởng tới mômen, mà các đại lượng này đều liên quan tới tốc độ quay, vì vậy vấn đề điều khiển mômen động cơ điện xoay chiều là rất phức tạp. Dựa vào điều kiện từ thông khe hở ở trạng thái ổn định là không đổi để tìm quy luật điều khiển mômen quay.

Từ mạch điện tương đương chế độ ổn định như trên hình 8.25 có thể rút ra:

$$I'_2 = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (\omega_1 L'_2)^2}} = \frac{s E_r}{\sqrt{R'^2_2 + (s \omega_1 L'_2)^2}}$$

$$\cos \varphi_2 = \frac{R'_2 / s}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (\omega_1 L'_2)^2}} = \frac{R'_2}{\sqrt{R'^2_2 + (s \omega_1 L'_2)^2}}$$

Thay I'_2 và $\cos \varphi_2$ vào biểu thức (8.36), biến đổi và rút gọn thu được:

$$M_{dt} = C_m \Phi_m \frac{s E_r R'_2}{R'^2_2 + (s \omega_1 L'_2)^2} \quad (8.37)$$

$$\text{Do: } E_r = 4,44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m = \frac{4,44}{2\pi} \omega_1 N_1 K_{N1} \Phi_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 N_1 K_{N1} \Phi_m$$

$$\text{Nên: } M_{dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} C_m N_1 K_{N1} \Phi_m s \frac{s \omega_1 R'_2}{R'^2_2 + (s \omega_1 L'_2)^2} \quad (8.38)$$

Xét tới cấu trúc động cơ và quan hệ với các đại lượng khác, công thức (8.38) và công thức (8.27) trong mục 8.4 trên thực tế là như nhau.

Đặt $\omega_s = s\omega_1$, đồng thời định nghĩa s là tần số trượt, thì:

$$M_{dt} = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R'_2}{R'_2{}^2 + (\omega_s L'_2)^2} \quad (8.39)$$

$$\text{trong đó } K_m = \frac{1}{\sqrt{2}} C_m N_1 K_{N1} = \frac{3}{2} n_p N_1^2 K_{N1}^2$$

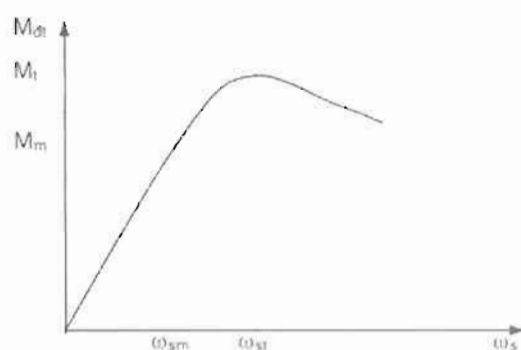
Khi động cơ làm việc ổn định, s rất nhỏ, kéo theo ω_s rất nhỏ, thông thường tần số trượt $\omega_s = (2\% \div 5\%) \cdot \omega_1$, có thể coi $\omega_s L'_2 \ll R'_2$, nghĩa là công thức tính gần đúng của mômen là:

$$M_{dt} \approx K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s}{R'_2} \quad (8.40)$$

Công thức (8.40) chứng tỏ, trong phạm vi s rất nhỏ, chỉ cần giữ cho từ thông khe hở Φ_m không đổi, mômen quay động cơ không đồng bộ có thể coi như tỷ lệ thuận với tần số trượt ω_s . Điều đó có nghĩa là, trong động cơ không đồng bộ điều khiển ω_s là giống như trong động cơ một chiều điều khiển dòng điện, có thể đạt tới mục đích gián tiếp điều khiển mômen quay. Điều khiển tần số trượt đã đại diện cho điều khiển mômen, đó chính là khái niệm cơ bản của điều khiển tần số trượt.

8.6.2. Quy luật điều khiển tần số trượt

Phần trên mới đưa ra quan hệ tỷ lệ gần đúng giữa mômen quay và tần số trượt, có thể dùng nó để nói rõ khái niệm cơ bản về điều khiển tần số trượt. Để đưa ra quy luật điều khiển cụ thể, cần phải trở lại với công thức (8.39) khá chính xác. Trước đây đã chỉ ra rằng trên thực tế nó chính là biểu thức (8.27) của mục 8.4, cũng chính là đặc tính cơ khi từ thông khe hở không đổi (tức là điều kiện $\frac{E_f}{\omega_1} = \text{const}$) và được biểu diễn trên hình 8.35.



Hình 8.35. Đặc tính $M_{dt} = f(\omega_s)$ điều khiển theo giá trị $\Phi_m = \text{const}$

Từ đồ thị này có thể thấy, khi ω_s khá nhỏ, có thể xem mômen M_{dt} tỷ lệ với tần số trượt ω_s ; khi $\omega_s = \omega_{st}$, $M_{dt} = M_l$, từ điều kiện $\frac{dM_{dt}}{d\omega_s} = 0$, có thể tìm ra giá trị cực đại của mômen là:

$$M_l = \frac{K_m \Phi_m^2}{2L'_2} \quad (8.41)$$

$$\text{Còn: } \omega_{st} = \frac{R'_2}{L'_2} = \frac{R_2}{L_2} \quad (8.42)$$

Trong hệ thống điều khiển tần số trượt, chỉ cần giữ biên độ ω_{sm} nằm trong phạm vi:

$$\omega_{sm} < \omega_{st} = \frac{R_2}{L_2} \quad (8.43)$$

là cơ bản có thể giữ được quan hệ tỷ lệ thuận giữa M_{dt} và ω_s , cũng tức là có thể dùng điều khiển tần số trượt để thay thế điều khiển mômen. Đó là một trong những quy luật cơ bản của điều khiển tần số trượt.

Quy luật trên đây được xây dựng với điều kiện là duy trì Φ_m là hằng số, vì vậy nội dung thực chất là giải quyết vấn đề giữ cho Φ_m là hằng. Có thể bắt đầu từ phân tích quan hệ giữa từ thông và dòng điện để giải quyết vấn đề này.

Chúng ta đều biết, khi bỏ qua bão hòa và tổn thất sắt từ, từ thông khe hở Φ_m tỷ lệ thuận với dòng điện kích từ I_0 . Quan hệ các vector dòng điện (chiều dương của dòng điện như trên hình 8.25) là:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2' + \dot{I}_0 \quad (8.44)$$

Từ hình 8.25 có: $\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_r}{\frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_2'}$ và: $\dot{I}_0 = \frac{\dot{E}_r}{j\omega_1 L_m}$

Thay vào biểu thức (8.44) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{E}_r \left[\frac{1}{\frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_2'} + \frac{1}{j\omega_1 L_m} \right] = \dot{E}_r \cdot \frac{R_2' + j\omega_1 (L_m + L_2')}{j\omega_1 L_m (\frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_2')} \\ &= \dot{I}_0 \cdot \frac{s}{\frac{R_2'}{s} + j\omega_1 L_2'} = \dot{I}_0 \cdot \frac{R_2' + j\omega_s (L_m + L_2')}{R_2' + j\omega_s L_2'} \end{aligned}$$

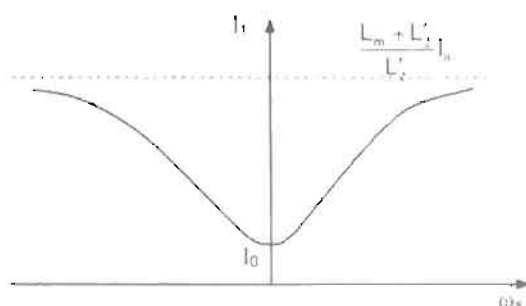
Lấy giá trị biên của hai vector pha ở hai phía đẳng thức bằng nhau:

$$I_1 = I_0 \sqrt{\frac{R_2'^2 + \omega_s^2 (L_m + L_2')^2}{R_2'^2 + \omega_s^2 L_2'^2}} \quad (8.45)$$

Khi Φ_m hoặc I_0 không thay đổi, quan hệ hàm số giữa I_1 và tần số trượt ω_s cần phải tuân theo quy luật như biểu thức (8.45), và được biểu diễn trên hình 8.36. Có thể thấy rằng nó có những tính chất sau đây:

1. Khi $\omega_s = 0$, $I_1 = I_0$, khi không tải lý tưởng dòng điện mạch stator bằng dòng điện từ hóa (kích từ);

2. Nếu ω_s tăng lên, do tử số của biểu thức (8.45) có chứa hệ số của ω_s lớn hơn hệ số của ω_s ở mẫu số, nên I_1 cũng tăng lên tương ứng;



Hình 8.36. Đường cong hàm số $I_1 = f(\omega_s)$, khi duy trì $\Phi_m = \text{const}$

3. Khi $\omega_s \rightarrow \infty$, $I_1 \rightarrow I_0 \left(\frac{L_m + L'_2}{L'_2} \right)$, đây là đường tiệm cận của $I_1 = f(\omega_s)$;

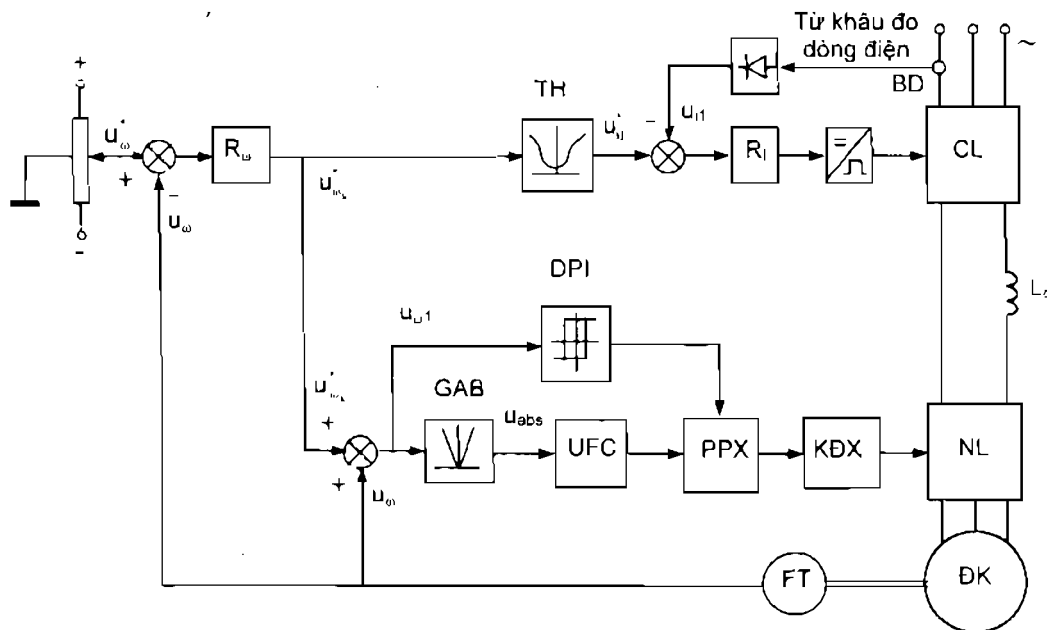
4. Quan hệ $I_1 = f(\omega_1)$ là đường cong đối xứng qua trục tung (trục I_1).

Phân tích trên đây chứng tỏ: chỉ cần quan hệ giữa I_1 và ω_1 phù hợp quy luật của công thức (8.45), là có thể giữ cho $\Phi_m = \text{const}$. Như vậy tiền đề dùng tần số trượt để điều khiển thay thế cho điều khiển mômen đã được giải quyết. Đây là quy luật thứ hai của điều khiển tần số trượt.

Vậy, quy luật điều khiển tần số trượt là:

Trong phạm vi $\omega_s \leq \omega_{sm}$, mômen M_{dt} về cơ bản tỷ lệ thuận với ω_s , điều kiện là từ thông khe hở không đổi. Dựa vào quan hệ hàm số $I_1 = f(\omega_s)$ của công thức (8.45) hoặc (8.40) để điều khiển dòng điện mạch stator, là có thể giữ cho từ thông khe hở $\Phi_m = \text{const.}$

8.6.3. Hệ thống điều tốc biến tần điều khiển tần số trượt



Hình 8.37. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều tốc biến tần điều khiển tần số trượt

Sơ đồ nguyên lý cấu trúc hệ thống điều tốc biến tần mạch vòng kín tốc độ quay thực hiện quy luật điều khiển tần số trượt đã trình bày ở trên được mô tả trên hình 8.37. Từ đó có thể thấy, hệ thống này có những đặc điểm sau:

- Sử dụng bộ biến tần nguồn dòng, làm cho đối tượng điều khiển có khả năng thích nghi nhanh ở trạng thái động và tiện cho việc hãm tái sinh, đó là cơ sở để nâng cao chất lượng động của hệ thống.

– Cũng giống như hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín động cơ điện một chiều, mạch vòng ngoài là mạch vòng tốc độ quay, mạch vòng trong là mạch vòng dòng điện. Đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ quay R_{ω} là giá trị đặt của tần số trượt u_{ω}^* đại diện cho mômen đặt.

– Tác động điều khiển tần số trượt ω_s được phân ra: tác động vào khối chỉnh lưu có điều khiển CL và vào khối nghịch lưu NI. Tác động thứ nhất thông qua bộ tạo hàm số $I_1 = f(\omega_s)$, với tín hiệu vào là giá trị đặt tần số trượt $u_{\omega_s}^*$ lấy từ đầu ra bộ điều chỉnh tốc độ quay R_{ω} , trên đầu ra khối TH tạo ra tín hiệu u_{11}^* tương ứng. Tín hiệu u_{11}^* so sánh với tín hiệu phản hồi dòng điện u_{11} , sai lệch tín hiệu dòng thông qua bộ điều chỉnh dòng điện R_1 cho ra tín hiệu điều khiển dòng điện mạch stator nhằm mục đích duy trì $\Phi_m = \text{const}$. Một tác động khác: tín hiệu $u_{\omega_s}^*$ được tổng hợp với tín hiệu tốc độ quay tạo ra tín hiệu đặt tần số góc mạch stator $u_{\omega_1}^*$ ($\omega_1 = \omega_s^* + \omega$) để điều khiển tần số ω_1 mạch stator, tương ứng quyết định tần số đầu ra của bộ nghịch lưu. Như thế đã hình thành được phương pháp điều khiển phối hợp dòng điện – tần số ở mạch vòng ngoài, mạch vòng tốc độ quay.

– Khi tín hiệu đặt tốc độ quay $u_{\omega_s}^*$, $u_{\omega_1}^*$, u_{ω} , u_{ω_1} đổi hướng, dùng bộ nhận biết cực tính DPI phán đoán cực tính của u_{ω_1} để quyết định thứ tự xung đầu ra của bộ phân phối xung PPX, còn bản thân tín hiệu u_{ω_1} thì thông qua bộ chuyển đổi trị tuyệt đối GAB quyết định giá trị của tần số đầu ra. Làm như vậy rất thuận lợi để thực hiện việc đảo chiều.

8.6.4. Ưu nhược điểm

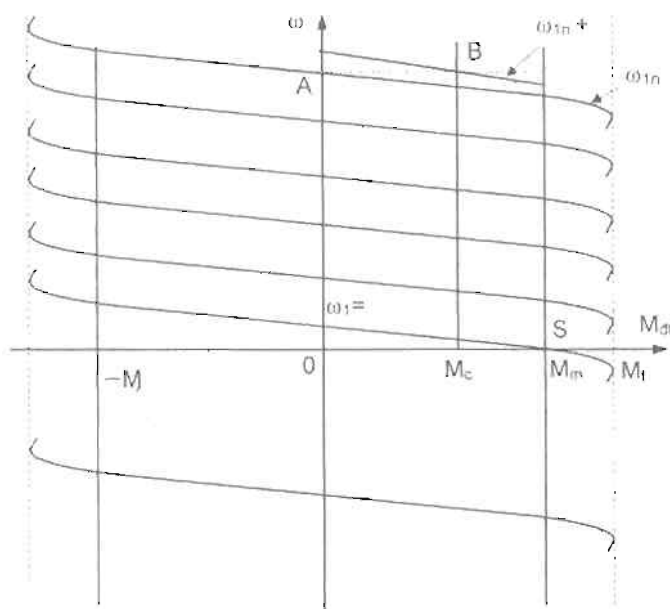
Ưu điểm nổi bật của hệ thống điều khiển tần số trượt là ở chỗ đầu vào của khâu điều khiển tần số là tín hiệu sai lệch tần số, còn tín hiệu tần số nhận được nhờ phép cộng của tín hiệu sai lệch và tín hiệu thực tế, nghĩa là $u_{\omega_1} = u_{\omega} + u_{\omega_s}^*$. Như vậy trong quá trình thay đổi tốc độ quay, tần số thực tế ω_1 tăng lên hoặc giảm xuống theo tốc độ góc thực tế ω . So sánh với trường hợp tín hiệu đặt tạo ra trực tiếp từ phép so sánh tỷ lệ điện áp trong hệ thống mạch vòng hở tốc độ thì ở đây gia tốc và giảm tốc đều êm hơn, làm cho hệ thống dễ ổn định hơn. Đồng thời do bộ điều chỉnh tốc độ quay bão hòa trong trạng thái động, hệ thống có thể đạt tới trị số biên giới hạn $\pm \omega_{sm}$ tương ứng với điều khiển mômen giới hạn $\pm M_m$, có thể bảo đảm độ tác động nhanh ở điều kiện cho phép. Từ biểu thức (8.39) có thể rút ra:

$$M_1 = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_{s1} R_2'}{R_2'^2 + (\omega_{s1} L_2')^2} \quad (8.46)$$

Các ưu điểm trên thể hiện rõ hơn khi nghiên cứu đồ thị hình 8.38. Khi đột ngột đặt tín hiệu $u_{\omega_s}^*$ vào đầu vào bộ điều chỉnh tốc độ quay ngay từ khi bắt đầu khởi động, với tốc độ quay động cơ ω đang bằng không ($\omega = 0$), do R_m bão hòa, đầu ra đạt được giá trị biên $u_{\omega_{sm}}^*$, lúc này $\omega_1 = \omega_{sm}$, còn mômen $M_{d1} = M_m$, hệ thống khởi động từ điểm S trong hình. Sau khi tốc độ tăng lên, chỉ cần chưa đạt tới trị số đặt thì R_m vẫn luôn ở trạng thái bão hòa, hệ thống vẫn duy trì tần số trượt giới hạn ω_{sm} và mômen giới hạn M_m không đổi, điểm làm việc đi dần lên theo đường thẳng $M_m = \text{const}$ cho tới khi gần với trạng thái ổn định. Lúc hãm cũng tương tự như thế, chỉ có khác là $\omega_s = -\omega_{sm}$, $M_{d1} = -M_m$, điểm làm việc đi xuống theo đường thẳng $-M_m$.

Sau khi khởi động, khi tần số tăng lên, nếu phụ tải là không tải lý tưởng thì $\omega = \omega^* = \omega_{1n}$; $I_1 = I_0$, hệ thống làm việc ổn định tại điểm A như trên hình 8.38. Sau đó

nếu động cơ mang tải với mômen tải là M_c , còn bộ điều chỉnh tốc độ R_ω có dạng PI, thì sau khi ổn định $\omega_s \neq 0$, nhằm đảm bảo cho hệ thống làm việc ở $I_1^* = I_c$, còn tần số là $\omega_1 = \omega^* + \omega_s = \omega_{1n} + \omega_s$, tần số điện áp nghịch lưu được nâng cao làm cho điểm làm việc dời tới điểm B với tốc độ động cơ vẫn là $\omega = \omega^*$, tức là hệ thống không có sai lệch tĩnh.



Hình 8.38. Đặc tính làm việc trên bốn góc phần tư của hệ thống điều khiển tần số trượt

Từ đó có thể thấy, hệ thống điều tốc biến tần xoay chiều điều khiển tần số trượt mạch vòng kín về cơ bản đã có được các ưu điểm của hệ thống điều khiển hai mạch vòng kín của động cơ một chiều, là một sách lược điều khiển khá ưu việt, cấu trúc cũng khá đơn giản, có giá trị ứng dụng rất rộng rãi. Tuy vậy, nếu nghiên cứu kỹ lưỡng hơn chất lượng tĩnh và động của nó, sẽ thấy hệ thống điều khiển tần số trượt dạng cơ bản như trên hình 8.37 vẫn chưa đạt tới mức độ của hệ thống hai mạch vòng kín một chiều, nguyên nhân là:

- Khi phân tích quy luật điều khiển tần số trượt, chúng ta đã xuất phát từ công thức mômen và mạch điện tương đương ở trạng thái ổn định của động cơ không đồng bộ. Vì vậy, các kết luận có được từ giả thiết từ thông không đổi chỉ có thể đạt được trong trạng thái ổn định (xác lập). Ở trạng thái động, Φ_m biến đổi như thế nào vẫn chưa được nghiên cứu, nhưng có thể khẳng định là Φ_m không phải là hằng số, điều đó ảnh hưởng tới chất lượng động thực tế của hệ thống.

- Bộ điều chỉnh dòng điện R_i chỉ điều khiển được biên độ của dòng điện, chưa điều khiển được góc pha của dòng điện, mà trong trạng thái động nếu góc pha không thay đổi kịp thời thì mômen sẽ thay đổi rất chậm.

- Hàm số $I_1 = f(\omega_s)$ là phi tuyến, khi sử dụng bộ khuếch đại thuật toán để thực hiện thường phải bằng cách tạo ra một số phân đoạn tuyến tính, nếu số phân đoạn không đủ lớn thì sẽ gặp sai lệch lớn. Tức là, ngay ở khâu tạo hàm TH đã tồn tại sai số nhất định.

– Đặt vấn đề khắc phục các tồn tại nói trên của hệ thống điều khiển tần số trượt dạng cơ bản, nhiều nhà nghiên cứu đã đề ra nhiều phương án cải tiến. Phương án nổi bật nhất có tính cách mạng nhất là hệ thống biến tần điều khiển vector. Nó đã giải quyết được cơ bản nhiều vấn đề đã nêu trên, đã mở ra được con đường có tính đột phá cho hệ thống điều tốc biến tần xoay chiều chất lượng cao. ở cuối chương sẽ trình bày về nội dung đó.

8.7. MÔ HÌNH TOÁN HỌC NHIỀU BIẾN SỐ CỦA ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA VÀ PHÉP BIẾN ĐỔI TOẠ ĐỘ

Trong hai mục trước đã đề cập tới hai loại điều tốc biến tần là điều tốc mạch vòng hở tốc độ quay với việc duy trì tỷ số điện áp/tần số không đổi và điều khiển tần số trượt mạch vòng kín tốc độ quay. Các hệ thống này đã giải quyết được vấn đề điều tốc vô cấp cho động cơ không đồng bộ, có thể đáp ứng được một số yêu cầu trong ứng dụng công nghiệp. Nhưng khi máy sản xuất đòi hỏi chất lượng tĩnh và động của hệ thống điều tốc ở mức cao hơn, thì hệ thống điều tốc biến tần xoay chiều như trên vẫn chưa đạt được chất lượng yêu cầu và vẫn phải dùng hệ thống điều tốc một chiều: khi thiết kế hệ thống, muốn nhận được sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng đã phải đưa ra một số giả thiết làm cho kết quả thiết kế vẫn còn lệch khá xa so với thực tế. Muốn nâng cao chất lượng của hệ thống điều tốc biến tần – động cơ xoay chiều, cải thiện phương pháp thiết kế, trước tiên phải làm rõ bản chất trạng thái động của động cơ xoay chiều thông qua mô hình toán học.

8.7.1. Đặc điểm của mô hình toán học trạng thái động của động cơ không đồng bộ

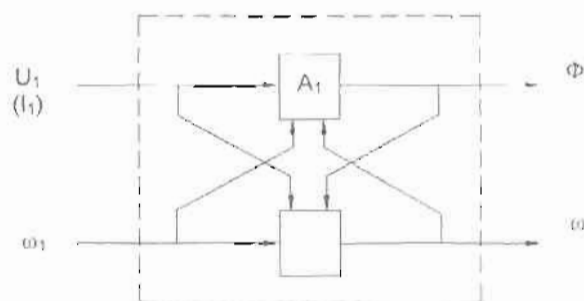
Từ thông của động cơ điện một chiều sinh ra từ cuộn dây kích từ, có thể được xác lập từ trước mà không tham gia vào quá trình động của hệ thống (trừ khi điều tốc bằng điều chỉnh từ thông). Vì vậy mô hình toán học trạng thái động của nó chỉ có một biến vào (đó là điện áp mạch rotor) và một biến ra (đó là tốc độ quay). Trong đời tượng điều khiển có chứa hằng số thời gian điện cơ T_m và hằng số thời gian điện từ mạch điện rotor T_r , nếu tính cả thiết bị chỉnh lưu điều khiển tiristor vào đó thì còn có cả hằng số thời gian trễ τ của khối chỉnh lưu. Trong ứng dụng kỹ thuật, ở điều kiện cho trước một hệ số cho phép có thể biểu diễn hệ thống tuyến tính cấp III thành hệ thống một biến số (một vào, một ra), và hoàn toàn có thể ứng dụng lý thuyết điều khiển tuyến tính kinh điển và phương pháp thiết kế kỹ thuật thực dụng và từ đó phát triển ra để tiến hành phân tích và thiết kế.

Tuy nhiên, lý luận và phương pháp nói trên khi vận dụng vào việc phân tích và thiết kế hệ thống điều tốc xoay chiều thì gặp khá nhiều khó khăn, phải đưa ra một số giả thiết mới có thể nhận được sơ đồ cấu trúc trạng thái động gần đúng, bởi vì so sánh giữa mô hình toán học của động cơ điện xoay chiều và mô hình động cơ điện một chiều có sự khác nhau khá căn bản:

1. Khi điều tốc biến tần động cơ không đồng bộ cần phải tiến hành điều khiển phối hợp điện áp và tần số, có hai biến số đầu vào độc lập là điện áp và tần số, nếu khảo sát điện áp 3 pha thì biến số đầu vào thực tế phải tăng lên. Trong biến số đầu ra, ngoài tốc độ quay, từ thông cũng được tính là một tham số độc lập. Bởi vì động cơ chỉ có một nguồn điện 3 pha, việc xác lập từ thông và sự thay đổi tốc độ quay là tiền

hành đồng thời, nhưng muốn có chất lượng động tốt, còn muốn điều khiển đối với từ thông, làm cho nó không thay đổi trong trạng thái động, mới có thể khai thác được mômen lớn hơn. Vì những nguyên nhân này nên động cơ không đồng bộ là một hệ thống nhiều biến số (nhiều đầu vào, nhiều đầu ra), mà giữa điện áp (dòng điện), tần số, từ thông, tốc độ quay lại có ảnh hưởng lẫn nhau, nên nó là hệ thống nhiều biến có quan hệ với nhau rất chặt chẽ. Trước khi tìm ra mô hình toán học rõ ràng, có thể dùng sơ đồ hình 8.39 để biểu diễn.

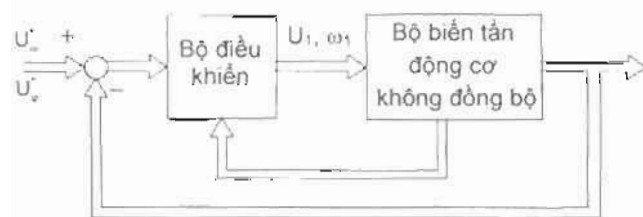
2. Trong động cơ không đồng bộ, từ thông kéo theo dòng điện sinh ra mômen quay, tốc độ quay kéo theo từ thông nhận được sức điện động cảm ứng quay, bởi vì chúng đồng thời biến đổi, nên trong mô hình toán học có chứa hai biến nhân với nhau. Như vậy, dù không khảo sát nhân tố bão hoà từ, mà mô hình toán học cũng là phi tuyến.



Hình 8.39. Sơ đồ cấu trúc điều khiển nhiều biến của động cơ không đồng bộ

3. Mạch stator động cơ không đồng bộ có 3 nhóm cuộn dây, mỗi một nhóm khi sản sinh từ thông đều có quán tính điện từ riêng của nó, lại thêm vào quán tính cơ điện của hệ thống chuyển động, vì thế dù cho không xét tới yếu tố chậm sau trong thiết bị biến tần, thì mô hình toán học động cơ không đồng bộ ít nhất cũng là hệ thống bậc 7.

Tóm lại, mô hình toán học động cơ không đồng bộ là hệ thống nhiều biến, bậc cao, phi tuyến, ràng buộc nhau rất chặt, hệ thống điều tốc biến tần lấy nó làm đối tượng có thể được thể hiện bằng hệ thống nhiều biến như trên hình 8.40.



Hình 8.40. Sơ đồ cấu trúc điều khiển hệ thống điều tốc biến tần của động cơ không đồng bộ nhiều biến

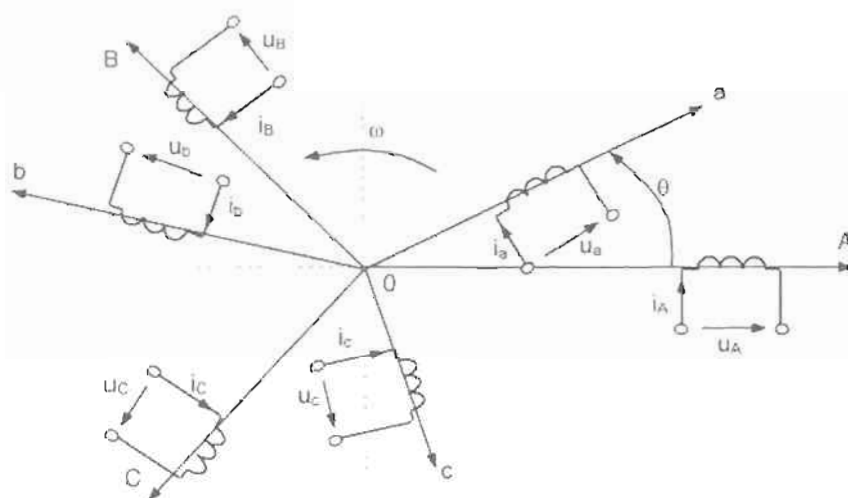
8.7.2. Mô hình toán học nhiều biến của động cơ không đồng bộ ba pha

Khi nghiên cứu mô hình toán học nhiều biến của động cơ không đồng bộ, thường phải đưa ra một số giả thiết như sau:

1. Bỏ qua sóng hài không gian, coi 3 cuộn dây 3 pha đối xứng nhau (về không gian chúng cách nhau 120° , sức điện động được sinh ra phân bố theo quy luật hình sin dọc theo khe hở xung quanh);
2. Bỏ qua bão hoà mạch từ, tự cảm và hãm cảm của các cuộn dây đều là tuyến tính;

3. Bỏ qua tổn hao trong lõi sắt từ; không xét tới ảnh hưởng của tần số và thay đổi của nhiệt độ đối với điện trở cuộn dây. Dù cho rotor động cơ là loại dây quấn hay lồng sóc đều chuyển đổi về rotor dây quấn đẳng trị, đồng thời chuyển đổi về phía mạch stator, số vòng quấn mỗi pha sau khi chuyển đổi đều bằng nhau, như vậy, nhóm cuộn dây của động cơ thực tế được đẳng trị thành mô hình vật lý động cơ không đồng bộ 3 pha như trên hình 8.41. Trong hình, trục của các cuộn dây 3 pha A, B, C trên stator là cố định. Lấy trục A làm trục tọa độ chuẩn, đường trục của các cuộn dây trên rotor a, b, c quay theo rotor, đường trục a của rotor làm với đường trục A của stator một góc θ , góc điện θ này chính là lượng biến thiên góc pha không gian. Đồng thời quy định chiều dương của điện áp, dòng điện, từ thông (từ thông móc vòng) phù hợp với thông lệ của động cơ điện và quy tắc bàn tay phải. Lúc này, mô hình toán học của động cơ không đồng bộ được hình thành bởi các phương trình điện áp, từ thông, mômen và phương trình chuyển động.

8.7.2.1. Phương trình điện áp



Hình 8.41. Mô hình vật lý động cơ không đồng bộ 3 pha

Phương trình cân bằng điện áp của nhóm cuộn dây 3 pha mạch stator là:

$$u_A = i_A R_1 + \frac{d\psi_A}{dt} ; u_B = i_B R_1 + \frac{d\psi_B}{dt} ; u_C = i_C R_1 + \frac{d\psi_C}{dt}$$

tương ứng với nó, phương trình đối xứng điện áp của nhóm cuộn dây 3 pha mạch rotor sau khi tính chuyển đổi về mạch stator là:

$$u_a = i_a R_2 + \frac{d\psi_a}{dt} ; u_b = i_b R_2 + \frac{d\psi_b}{dt} ; u_c = i_c R_2 + \frac{d\psi_c}{dt}$$

Trong đó: $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ là giá trị tức thời của điện áp pha stator và rotor;

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ là giá trị tức thời của dòng điện pha stator và rotor;

$\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_a, \psi_b, \psi_c$ là từ thông của các cuộn dây các pha;

R_1, R_2 là điện trở cuộn dây một pha stator và rotor.

Các đại lượng trên đều đã tính đổi về mạch stator, để đơn giản, các ký hiệu “ ’ ” ở góc trên của các đại lượng sau khi quy đổi đều đã lược bỏ đi, và dưới đây cũng sẽ như vậy.

Phương trình điện áp được viết ở dạng ma trận, đồng thời dùng toán tử p thay cho ký hiệu vi phân d/dt :

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (8.47)$$

hoặc viết thành: $\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + p\boldsymbol{\Psi}$ (8.47a)

8.7.2.2. Phương trình từ thông

Từ thông của mỗi nhóm cuộn dây đều là tổng của từ thông tự cảm của bản thân nó và từ thông hổ cảm của các nhóm cuộn dây khác đối với nó, vì vậy từ thông của 6 cuộn dây được biểu diễn bằng phương trình ma trận sau:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (8.48)$$

hoặc viết thành: $\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{L}\mathbf{i}$ (8.48a)

trong đó $\mathbf{L}$ là ma trận điện cảm 6×6 , với các phần tử trên đường chéo chính L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} , L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} là tự cảm của các cuộn dây stator và rotor ba pha, các phần tử khác còn lại là hổ cảm giữa các cuộn dây.

Trên thực tế, từ thông móc vòng giữa các cuộn dây của động cơ có hai loại: một loại là từ thông tản (rò) chỉ liên quan đến một cuộn dây nào đó chứ không xuyên qua khe hở, còn một nhóm nữa là từ thông hổ cảm xuyên qua khe hở giữa chúng, mà loại sau là chủ yếu. Điện cảm tương ứng với từ thông tản của các pha của mạch stator được gọi là điện cảm tản stator L_{t1} , do các pha có tính đối xứng, giá trị điện cảm tản của các pha là bằng nhau; tương tự, từ thông tản của các pha mạch rotor tương ứng với điện cảm tản mạch rotor L_{t2} , từ thông hổ cảm cực đại móc vòng giữa các cuộn dây trên một pha của stator tương ứng với hổ cảm stator L_{m1} , từ thông hổ cảm cực đại móc vòng giữa các cuộn dây trên một pha của rotor tương ứng với hổ cảm rotor L_{m2} , do sau khi tính quy đổi số vòng quấn trên nhóm cuộn dây stator và rotor là bằng nhau, và từ thông hổ cảm giữa các cuộn dây đều đi qua khe hở, từ trở bằng nhau, nên có thể coi $L_{m1} = L_{m2}$.

Đối với cuộn dây trên mỗi một pha mà nói, từ thông mà nó móc vòng là tổng của từ thông hổ cảm và từ thông tản, vì vậy, tự cảm của các pha trên mạch stator là:

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{m1} + L_{t1} \quad (8.49)$$

tự cảm của các pha trên mạch rotor là:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{m1} + L_{t2} \quad (8.50)$$

Giữa hai cuộn dây khác nhau chỉ có hồ cảm. Hồ cảm lại phân thành hai loại:

– Hồ cảm giữa 3 pha của stator và hồ cảm giữa 3 pha của rotor đều là cố định, nên hồ cảm này là hằng số;

– Hồ cảm giữa một pha bất kỳ của stator với một pha bất kỳ của rotor là thay đổi, hồ cảm là hàm số của chuyển vị góc θ .

Trước tiên nghiên cứu loại thứ nhất, bởi vì chênh lệch góc pha giữa đường trục cuộn dây của 3 pha là $\pm 120^\circ$, với điều kiện giả thiết từ thông phân bố hình sin, trị số

$$\text{hồ cảm là: } L_{m1} \cos 120^\circ = L_{m1} \cos(-120^\circ) = -\frac{1}{2} L_{m1};$$

$$\text{Do đó: } L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC} = -\frac{1}{2} L_{m1} \quad (8.51)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = -\frac{1}{2} L_{m1} \quad (8.52)$$

Riêng về loại thứ hai hồ cảm giữa các cuộn dây trên stator và trên rotor, do sự khác nhau giữa vị trí các pha (xem hình 8.41), nên lần lượt là:

$$L_{Aa} = L_{aA} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{cC} = L_{m1} \cos \theta \quad (8.53)$$

$$L_{Ab} = L_{bA} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{aC} = L_{m1} \cos(\theta + 120^\circ) \quad (8.54)$$

$$L_{Ac} = L_{cA} = L_{Ba} = L_{aB} = L_{bC} = L_{cB} = L_{m1} \cos(\theta - 120^\circ) \quad (8.55)$$

Khi đường trục các cuộn dây hai pha của rotor và stator trùng nhau, trị số hồ cảm giữa chúng là lớn nhất, và đó là L_{m1} .

Đem các biểu thức (8.49), (8.50), (8.51), (8.52), (8.53), (8.54), (8.55) thay vào biểu thức (8.48) sẽ được phương trình từ thông hoàn chỉnh, rõ ràng là phương trình ma trận này rất đồ sộ. Để đơn giản ngắn gọn, có thể viết nó dưới dạng ma trận khối:

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (8.56)$$

trong đó:

$$\Psi_s = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T; \quad \Psi_r = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T;$$

$$i_s = [i_A \ i_B \ i_C]^T; \quad i_r = [i_a \ i_b \ i_c]^T;$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2} L_{m1} & -\frac{1}{2} L_{m1} \\ -\frac{1}{2} L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2} L_{m1} \\ -\frac{1}{2} L_{m1} & -\frac{1}{2} L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} \end{bmatrix} \quad (8.57)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2} L_{m1} & -\frac{1}{2} L_{m1} \\ -\frac{1}{2} L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2} L_{m1} \\ -\frac{1}{2} L_{m1} & -\frac{1}{2} L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} \end{bmatrix} \quad (8.58)$$

$$L_{rs} = L_{sr}^T = L_{m1} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8.59)$$

Điều cần chú ý là, hai ma trận khối L_{rs} và L_{sr} có thể đổi chỗ cho nhau và liên quan tới vị trí θ của rotor, phần tử của chúng là biến số, đó là một trong những nguyên nhân làm cho hệ thống phi tuyến. Để làm cho tham số trở thành hằng số cần phải dùng phép biến đổi tọa độ, vấn đề này sẽ được nghiên cứu chi tiết ở phần sau.

Nếu thay phương trình từ thông (tức là phương trình 8.48a) vào phương trình điện áp (8.47a), sẽ nhận được phương trình sau khai triển:

$$u = Ri + p(Li) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt} i = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega i \quad (8.60)$$

Trong đó số hạng $L \frac{di}{dt}$ là sức điện động dập mạch trong sức điện động cảm ứng điện từ (hoặc sức điện động biến áp), số hạng $\frac{dL}{d\theta} \cdot \omega i$ là sức điện động quay trong sức điện động cảm ứng điện từ, nó tỷ lệ thuận với tốc độ góc ω .

8.7.2.3. Phương trình chuyển động

Trong trường hợp tổng quát, phương trình chuyển động của hệ thống truyền động điện có dạng:

$$M_{dt} = M_c + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{n_p} \omega + \frac{K}{n_p} \theta \quad (8.61)$$

Trong đó: M_c là mômen phụ tải (mômen cản);

J là mômen quán tính của hệ truyền động;

D là hệ số cản mômen cản tỷ lệ với tốc độ quay;

K là hệ số đàn hồi mômen quay;

n_p là số đôi cực.

Đối với phụ tải mômen không đổi, $D = 0$, $K = 0$, thì:

$$M_{dt} = M_c + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (8.62)$$

8.7.2.4. Phương trình mômen

Dựa vào nguyên lý biến đổi năng lượng điện cơ, trong động cơ nhiều cuộn dây, năng lượng điện từ trong động cơ là:

$$W_m = \frac{1}{2} i^T \psi = \frac{1}{2} i^T L i \quad (8.63)$$

Còn mômen điện từ bằng đạo hàm riêng đối với chuyển vị góc θ_m của năng lượng điện từ trong động cơ, khi dòng điện không đổi chỉ có một biến là chuyển vị góc θ_m thay đổi, và $\theta_m = \frac{\theta}{n_p}$, vì vậy:

$$M_{dt} = \left. \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} \right|_{i=\text{const}} = n_p \left. \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right|_{i=\text{const}} \quad (8.64)$$

Lấy công thức (8.63) thay vào (8.64), đồng thời xét tới quan hệ của công thức (8.57) ÷ (8.59) trong ma trận con của điện cảm:

$$M_{dt} = \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i = \frac{1}{2} n_p i^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta} L_{sr} \\ \frac{\partial}{\partial \theta} L_{rs} & 0 \end{bmatrix} \cdot i \quad (8.65)$$

Lại bởi vì $i^T = [i_s^T \ i_r^T] = [i_A \ i_B \ i_B \ i_a \ i_b \ i_c]$, lấy biểu thức (8.59) thay vào biểu thức (8.65) rồi khai triển ta được:

$$\begin{aligned} M_{dt} &= \frac{1}{2} n_p \left[i_r^T \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta} i_s + i_s^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} i_r \right] \\ &= -n_p L_{ml} [(i_A i_a + i_B i_b + i_c i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_c i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + \\ &\quad + (i_A i_c + i_B i_a + i_c i_b) \sin(\theta - 120^\circ)] \end{aligned} \quad (8.66)$$

Cần phải chỉ ra rằng, các công thức trên đều là phi tuyến và nhận được ở điều kiện giả thiết từ trường phân bố đều trên mạch từ và có dạng hình sin trong không gian, nhưng đồ thị của dòng điện mạch stator và rotor thì không chịu bất cứ điều kiện giả thiết rằng buộc nào, chúng có thể là tùy ý. Công thức này cũng có thể nhận được trực tiếp từ công thức cơ bản khi vật thể dẫn điện chịu lực trong từ trường.

8.7.2.5. Mô hình toán học động cơ không đồng bộ ba pha

Tập hợp các công thức (8.60), (8.62) và (8.65) [hoặc công thức 8.66] vào làm một sẽ được mô hình toán học nhiều biến số của động cơ không đồng bộ 3 pha khi chịu tải mômen không đổi.

$$\begin{aligned} u &= Ri + L \frac{di}{dt} + \omega \frac{\partial L}{\partial \theta} i \\ \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i &= M_e + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \end{aligned} \quad (8.67)$$

và: $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

Hệ phương trình trên cũng có thể viết thành dạng tiêu chuẩn của phương trình trạng thái phi tuyến:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -L^{-1} (R + \omega \frac{\partial L}{\partial \theta}) i + L^{-1} u \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p}{2J} i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i - \frac{n_p}{J} M_c \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (8.68)$$

8.7.3. Phép biến đổi tọa độ và ma trận chuyển đổi

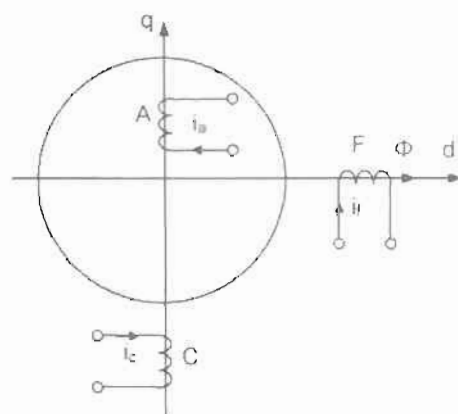
Trong mục trên đã tìm ra được mô hình toán học trạng thái động của động cơ

không đồng bộ, nhưng muốn phân tích và tìm nghiệm cho hệ phương trình phi tuyến của nó là rất khó khăn. Để vẽ ra được sơ đồ cấu trúc một cách rõ ràng cũng không phải là việc dễ dàng. Thông thường phải dùng phương pháp biến đổi tọa độ để nhận được mô hình chuyển đổi dễ dàng hơn cho việc xử lý.

8.7.3.1. Khái niệm cơ bản và nguyên tắc của phép biến đổi tọa độ

Từ trong quá trình phân tích mô hình toán học động cơ không đồng bộ có thể nhận thấy, sơ đồ mô hình toán học này khá phức tạp là do có một ma trận điện cảm phức tạp, nghĩa là, từ thông ảnh hưởng nhiều đến đặc tính của động cơ mà từ thông lại chịu quá nhiều các ảnh hưởng lẫn nhau. Vì vậy muốn đơn giản hoá mô hình động cơ phải bắt đầu từ đơn giản hoá mô hình từ thông.

Mô hình toán học động cơ một chiều là khá đơn giản, trước khi nghiên cứu về phép biến đổi tọa độ động cơ xoay chiều, trước tiên hãy phân tích quan hệ từ thông trong động cơ điện một chiều. Trong hình 8.42 đã biểu diễn mô hình vật lý động cơ điện một chiều hai cực, trong đó, F là cuộn dây kích từ, A là cuộn dây mạch phản ứng, C là cuộn dây bù, F và C đều nằm trên stator, chỉ có A là nằm trên rotor. Đường trục của F được đặt tên là đường trục trực tiếp hoặc trục d (direct axis), chiều của từ thông chính nằm trên trục d; đường trục của A và C được đặt tên là trục giao hay là trục q (quadrature axis). Tuy bản thân mạch rotor là quay, nhưng cuộn dây của nó thông qua bộ cổ góp và chổi than được nối đến các đầu cực trên vỏ động cơ, chổi than sẽ tách cuộn dây rotor khép kín mạch thành hai nhánh riêng biệt (khi số mạch nhánh song song là 2), đường dây ở mỗi nhánh sau khi vòng qua cực dương sẽ đến mạch kia để đi ra, phía dưới chổi than cực âm lại có một đầu dây từ cuộn bù quay trở lại. Như vậy, trong bộ dây dẫn dòng điện lúc nào cũng như nhau. Vì vậy, đường trục của sức từ động mạch rotor luôn luôn bị chổi than định lại ở vị trí trên trục q, giống như tác dụng của một cuộn dây cố định trên trục q. Nhưng bởi vì cuộn dây trên thực tế là quay, từ thông cắt trục q tạo ra sức điện động quay, điều này lại không giống với cuộn dây đứng yên thực sự, thông thường gọi cuộn dây có bộ cổ góp và chổi than là "cuộn dây giả đứng yên". Bởi vì vị trí của sức từ động mạch phản ứng cố định, có thể dùng sức từ động của cuộn dây bù để làm suy yếu nó, hoặc do chiều tác dụng của nó vuông góc với trục d mà có ảnh hưởng không đáng kể đối với từ thông chính, vì vậy từ thông của động cơ điện một chiều về cơ bản được quyết định bởi dòng điện kích từ của cuộn dây kích từ. Trong trường hợp không có điều tốc giảm từ thông, có thể coi từ thông trong quá trình động của hệ thống là hoàn toàn bất biến. Đây chính là nguyên nhân cơ bản làm cho mô hình toán học của động cơ một chiều cùng với hệ thống điều khiển của nó trở nên đơn giản.



Hình 8.42. Mô hình vật lý động cơ điện một chiều hai cực:

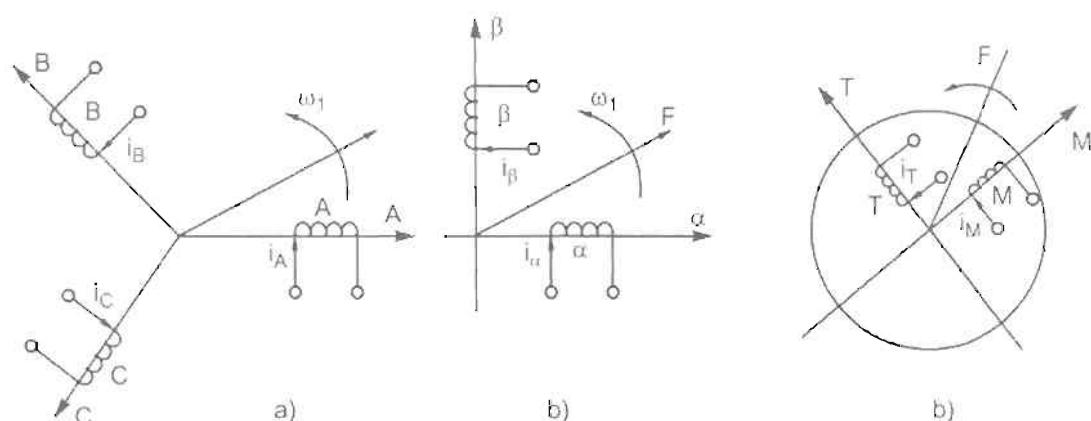
F – cuộn dây kích từ ; A – cuộn dây rotor ; C – cuộn dây bù.

Nếu có thể đưa mô hình vật lý động cơ xoay chiều (hình 8.41) chuyển đổi gần đúng tương đương thành dạng mô hình động cơ một chiều, sau đó áp dụng các phương pháp điều khiển động cơ một chiều để tiến hành điều khiển, vấn đề chắc chắn

sẽ được đơn giản đi rất nhiều, phép chuyển đổi tọa độ là dựa trên tư duy ấy.

Như đã biết, trong các cuộn dây stator của động cơ điện xoay chiều ba pha A, B, C, có dòng điện hình sin đối xứng ba pha i_A, i_B, i_C , sức từ động tổng hợp là sức từ động quay F , nó phân bố hình sin trong không gian, và chuyển động với vận tốc góc đồng bộ ω_1 quay theo thứ tự A – B – C, mô hình vật lý như vậy thể hiện trên hình 8.43a, trên thực tế nó chính là bộ phận stator của sơ đồ hình 8.41.

Tuy vậy sức từ động quay tạo ra không nhất thiết phải là 3 pha, trừ một pha, có thể có nhiều pha đối xứng nhau, với dòng điện đối xứng đó đều có thể tạo ra sức từ động quay, đương nhiên đơn giản nhất khi số pha là hai. Trong hình 8.43b biểu diễn hai cuộn dây đứng yên α và β , trong không gian nó lệch nhau 90° , có dòng điện đối xứng hai pha lệch nhau 90° về mặt thời gian, cũng sinh ra sức từ động F . Khi độ lớn của hai sức từ động quay trên hình 8.43a và 8.43b là bằng nhau, có thể coi cuộn dây hai pha trên hình 8.43b tương đương với cuộn dây ba pha trên hình 8.43a.



Hình 8.43. Mô hình vật lý các cuộn dây động cơ điện xoay chiều, mô hình tương đương và mô hình động cơ điện một chiều

- a) Mô hình các cuộn dây xoay chiều ba pha ; b) Mô hình tương đương xoay chiều hai pha ; c) Mô hình cuộn dây động cơ một chiều quay tròn.

Giả thiết có hai cuộn dây số vòng bằng nhau M và T, bố trí vuông góc với nhau như trên hình 8.43c, khi cho qua chúng các dòng điện một chiều i_M và i_T sẽ sinh ra sức từ động tổng F , vị trí của nó là cố định so với cuộn dây. Nếu cho toàn bộ lõi sắt có quấn hai cuộn dây quay đều với vận tốc góc ω_1 thì sức từ động F do chúng tạo ra cũng quay theo nó, tạo thành sức từ động quay. Khi không chế độ lớn và tốc độ quay của sức từ động này như sức từ động trong hình 8.43a và 8.43b, thì các cuộn dây một chiều quay này sẽ tương đương với các cuộn dây xoay chiều của hai trường hợp đã nói ở trên. Nếu người quan sát cũng đứng ở trên lõi sắt từ và cùng quay với nó, M và T là hai nhóm cuộn dây đứng yên và vuông góc với nhau có dòng điện một chiều chạy qua, nếu điều khiển vị trí từ thông Φ trên trục M thì so với mô hình vật lý động cơ điện một chiều trên hình 8.42 về thực chất không còn sự khác biệt gì nữa.

Từ đó có thể thấy, lấy sức từ động quay sinh ra như nhau làm chuẩn tắc, bộ ba cuộn

dây xoay chiều ba pha trên hình 8.43a, bộ hai cuộn dây giao nhau trên hình 8.43b và bộ nhóm cuộn dây một chiều quay trên hình 8.43c tương đương với nhau, hay nói cách khác i_A, i_B, i_C trong hệ tọa độ ba pha, i_α, i_β trong hệ tọa độ hai pha, và dòng điện một chiều i_M, i_T trong hệ tọa độ hai pha quay là tương đương nhau, chúng đều có thể tạo ra sức từ động quay như nhau. Một điều lý thú là xem xét hai cuộn dây M, T trên hình 8.43c, khi người quan sát đứng trên mặt đất, chúng là nhóm cuộn dây một chiều quay tương đương với bộ cuộn dây xoay chiều 3 pha, nếu người quan sát đứng trên lõi sắt từ quay, chúng là mô hình động cơ điện một chiều tương đương với bộ cuộn dây 3 pha xoay chiều. Vấn đề bây giờ là làm thế nào để tìm ra được mối quan hệ chính xác giữa i_A, i_B, i_C với i_α, i_β và i_M, i_T , đó là nhiệm vụ của phép chuyển đổi tọa độ.

8.7.3.2. Ma trận chuyển đổi tọa độ trong điều kiện công suất bất biến

Vector điện áp và dòng điện của hệ thống trong một hệ tọa độ nào đó lần lượt là u và i , ở hệ tọa độ mới, vector điện áp và dòng điện trở thành u' và i' , giả thiết:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (8.69)$$

và khi chuyển sang một hệ tọa độ khác :

$$u' = \begin{bmatrix} u'_1 \\ u'_2 \\ \vdots \\ u'_n \end{bmatrix}, \quad i' = \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ \vdots \\ i'_n \end{bmatrix} \quad (8.70)$$

Định nghĩa quan hệ chuyển đổi tọa độ vector mới và vector ban đầu là:

$$u = C_u u' \quad (8.71)$$

và:

$$i = C_i i' \quad (8.72)$$

trong đó C_u, C_i lần lượt là ma trận chuyển đổi của điện áp và dòng điện.

Giả thiết công suất trước và sau khi chuyển đổi là bất biến, thì:

$$\begin{aligned} p &= u_1 i_1 + u_2 i_2 + \dots + u_n i_n = u^T i \\ &= u'_1 i'_1 + u'_2 i'_2 + \dots + u'_n i'_n = u'^T i' \end{aligned} \quad (8.73)$$

Thay biểu thức (8.71), (8.72) vào biểu thức (8.73):

$$u^T i = (C_u u')^T C_i i' = u'^T C_u^T C_i i' = u'^T i'$$

Do đó:

$$C_u^T C_i = I \quad (8.74)$$

trong đó: I là ma trận đơn vị.

Biểu thức (8.74) là quan hệ ma trận chuyển đổi ở điều kiện công suất bất biến.

Nói chung, để làm cho ký hiệu của ma trận đơn giản dễ nhớ, đưa ma trận chuyển đổi điện áp và dòng điện vào cùng trong một ma trận, nghĩa là đạt được:

$$C_u = C_i = C \quad (8.75)$$

thì biểu thức (8.74) biến thành:

$$C^T C = I$$

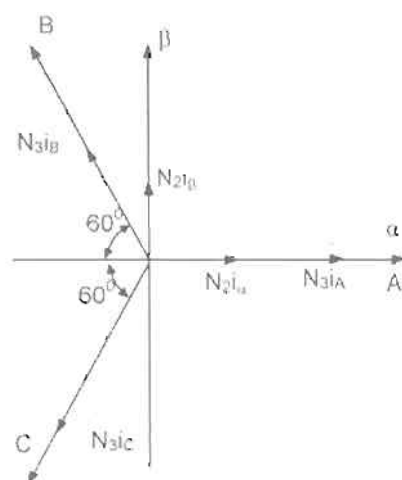
hoặc:

$$C^T = C^{-1} \quad (8.76)$$

Từ đó có thể rút ra kết luận như sau: ở điều kiện công suất trước và sau chuyển đổi không thay đổi, điện áp và dòng điện lấy cùng ma trận chuyển đổi, nghịch đảo của ma trận chuyển đổi tương đương với ma trận chuyển vị nó, phép chuyển đổi vị trí tọa độ như vậy thuộc về phép biến đổi trực giao.

8.7.3.3. Phép chuyển đổi 3 pha/2 pha (phép chuyển đổi 3/2)

Bây giờ trước tiên hãy khảo sát kiểu thứ nhất của phép biến đổi tọa độ – phép chuyển đổi ở hệ tọa độ cố định 3 pha A, B, C sang hệ tọa độ cố định 2 pha α , β , gọi tắt là phép chuyển đổi 3/2. Giả thiết phép chuyển đổi này tuân theo điều kiện ràng buộc công suất bất biến đã trình bày ở trên.



Hình 8.44. Vị trí vector không gian của hệ tọa độ 3 pha và 2 pha cùng với sức từ động cuộn dây

Trong hình 8.44 biểu diễn hai hệ tọa độ A, B, C và α , β ; để tiện lợi, cho trục α trùng với trục A. Giả thiết số vòng dây có ích quấn trên cuộn dây mỗi pha của hệ thống 3 pha là N_3 , số vòng dây có ích quấn trên cuộn dây mỗi pha của hệ thống 2 pha là N_2 , sức từ động (s.t.d.) của các pha đều là tích số giữa số vòng dây quấn có ích và cường độ dòng điện tức thời trên đó, vector không gian của nó đều nằm trên trục tọa độ của pha liên quan. Độ lớn của s.t.d. do dòng điện xoay chiều sinh ra thay đổi theo thời gian, trong hình độ dài của vector s.t.d. được vẽ tùy ý.

Giả thiết đồ thị sức từ động là hình sin, khi sức từ động tổng 3 pha bằng sức từ động tổng 2 pha, hình chiếu sức từ động tức thời của hai bộ cuộn dây trên hai trục α , β là bằng nhau, suy ra:

$$\begin{aligned} N_2 i_\alpha &= N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ = N_3 \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\ N_2 i_\beta &= N_3 i_B \sin 60^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \end{aligned}$$

Để tiện cho phép biến đổi ngược, tốt nhất là đưa ma trận chuyển đổi về ma trận vuông. Muốn thế, trên hệ thống 2 pha phải tự gán thêm số hạng sức từ động trục 0 là $N_2 i_0$ với định nghĩa là:

$$N_2 i_0 = K N_3 (i_A + i_B + i_C)$$

Hộp 3 công thức trên làm một, viết thành dạng ma trận, sẽ được :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3 \times 2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8.77)$$

trong đó:

$$C_{3 \times 2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \quad (8.78)$$

là ma trận chuyển đổi từ hệ tọa độ 3 pha sang hệ tọa độ 2 pha.
 Khi thỏa mãn điều kiện công suất bất biến, cần có:

$$C_{3 \times 2}^T = C_{2 \times 3} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & K \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K \end{bmatrix} \quad (8.79)$$

Rõ ràng là, tích của hai ma trận ở công thức (8.78) và (8.79) là ma trận đơn vị:

$$\begin{aligned} C_{3 \times 2} C_{2 \times 3}^T &= \left(\frac{N_3}{N_2} \right)^2 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & K \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K \end{bmatrix} = \left(\frac{N_3}{N_2} \right)^2 \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3K^2 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{N_3}{N_2} \right)^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2K^2 \end{bmatrix} = I \end{aligned}$$

Vì vậy: $\frac{3}{2} \left(\frac{N_3}{N_2} \right)^2 = 1$; nên $\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ (8.80)

và: $2K^2 = 1$; nên $K = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (8.81)

Đây chính là quan hệ tham số thỏa mãn điều kiện công suất bất biến. Thay chúng

vào công thức (8.78) sẽ được ma trận chuyển đổi 3 pha/2 pha:

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.82)$$

Ngược lại, nếu chuyển đổi từ hệ tọa độ 2 pha sang hệ tọa độ 3 pha (hay gọi tắt là chuyển đổi 2/3), có thể tìm ra ma trận chuyển đổi bằng cách lấy nghịch đảo của ma trận $C_{3/2}$ bằng cách áp dụng tính chất được mô tả bởi công thức (8.76), sẽ được:

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.83)$$

Dựa vào điều kiện đã sử dụng, ma trận chuyển đổi dòng điện theo công thức (8.82) và (8.83) trên thực tế chính là ma trận chuyển đổi điện áp, đồng thời còn có thể chứng minh, chúng cũng là ma trận chuyển đổi từ thông.

Thông qua tính toán có thể kiểm nghiệm: trị số có ích của điện áp và dòng điện 2 pha sau khi chuyển đổi đều bằng $\sqrt{\frac{3}{2}}$ lần trị số có ích của điện áp và dòng điện 3 pha, vì vậy, công suất mỗi pha tăng lên $\frac{3}{2}$ lần công suất mỗi pha của bộ cuộn dây 3 pha, nhưng số pha từ ban đầu là 3 đã biến thành 2, do đó, tổng công suất không thay đổi. Ngoài ra cần chú ý, số vòng dây quấn mỗi pha của hệ 2 pha sau khi chuyển đổi phải bằng $\sqrt{\frac{3}{2}}$ số vòng quấn mỗi pha của 3 pha ban đầu.

Trong động cơ thực tế không có dòng điện trục 0, vì vậy công thức chuyển đổi

dòng điện thực tế sẽ là:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8.84)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8.85)$$

Nếu bộ cuộn dây 3 pha nối hình Y không có dây trung tính, thì $i_A + i_B + i_C = 0$, hoặc:

$$i_C = -i_A - i_B \quad (8.86)$$

Thay biểu thức (8.86) vào biểu thức (8.84) và (8.85) và biến đổi ta được:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (8.87)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8.88)$$

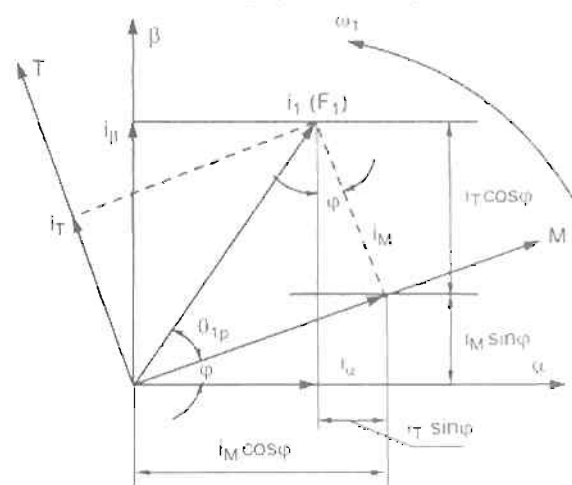
Công thức chuyển đổi điện áp và từ thông đều giống như công thức chuyển đổi dòng điện.

8.7.3.4. Phép chuyển đổi quay 2 pha/2 pha

Phép chuyển đổi giữa hệ tọa độ đứng yên 2 pha α, β và hệ tọa độ quay 2 pha M, T trong hình 8.43b và 8.43c gọi là phép biến đổi quay 2 pha/2 pha, và gọi tắt là phép chuyển đổi 2s/2r, trong đó s biểu thị đứng yên, r biểu thị quay. Vẽ hai hệ tọa độ vào một hình như hình 8.45. Trong đó hai dòng điện i_α, i_β lần lượt nằm trên trục hoành và trục tung của hệ tọa độ cố định, còn hai dòng điện một chiều i_M, i_T lần lượt nằm trên trục hoành và trục tung của hệ tọa độ quay, tạo ra sức từ động tổng hợp F_1 cùng quay với tốc độ góc đồng bộ ω_1 . Bởi vì số vòng quấn của các cuộn dây bằng nhau, có thể bỏ số vòng dây quấn trong biểu thức sức từ động, mà trực tiếp ghi là dòng điện, ví dụ F_1 có thể trực tiếp ghi thành i_1 , nhưng cần chú ý, ở đây vector i_1 và các thành phần của nó, trên thực tế biểu thị vector sức từ động không gian, chứ không phải vector thời gian của dòng điện.

Trong hình 8.45, trục M, trục T và vector i_1 đều quay với tốc độ góc ω_1 , vì thế độ dài của các thành phần i_M, i_T là không thay đổi, tương đương với sức từ động một chiều của các cuộn dây M, T. Nhưng trục α và trục β đứng yên, còn góc φ giữa trục α và trục M lại biến đổi theo thời gian, vì thế độ dài thành phần i_α và i_β của i_1 trên trục α, β cũng thay đổi theo thời gian, tương đương với trị số tức thời của sức từ động dòng điện nhóm cuộn dây α, β . Từ hình vẽ có thể thấy, giữa i_α, i_β và i_M, i_T tồn tại quan hệ sau đây:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_M \cos \varphi - i_T \sin \varphi \\ i_\beta &= i_M \sin \varphi + i_T \cos \varphi \end{aligned}$$



Hình 8.45. Hệ tọa độ cố định và hệ tọa độ quay 2 pha và vector không gian sức từ động

Viết dưới dạng ma trận sẽ là:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} \quad (8.89)$$

trong đó:
$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (8.90)$$

là ma trận chuyển đổi từ hệ tọa độ quay 2 pha thành hệ tọa độ cố định 2 pha.

Nhân hai vế của công thức (8.89) với ma trận nghịch đảo của ma trận $C_{2r/2s}$, ta được:

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8.91)$$

thì ma trận chuyển đổi hệ tọa độ cố định 2 pha chuyển sang hệ tọa độ quay 2 pha là:

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (8.92)$$

Ma trận chuyển đổi quay của điện áp và từ thông cũng giống như ma trận chuyển đổi quay dòng điện (sức từ động).

8.7.3.5. Phép chuyển đổi tọa độ vuông góc/tọa độ cực (phép chuyển đổi K/P)

Trong hình 8.45, đặt góc giữa vector i_l và trục M là θ_{lp} . Đã biết i_M, i_T tìm i_l, θ_{lp} , chính là phép biến đổi tọa độ vuông góc / tọa độ cực, gọi tắt là phép chuyển đổi K/P. Hiện nhiên công thức chuyển đổi sẽ là:

$$i_l = \sqrt{i_M^2 + i_T^2} \quad (8.93)$$

$$\theta_{lp} = \tan^{-1} \frac{i_T}{i_M} \quad (8.94)$$

Khi θ_{lp} biến đổi trong phạm vi 0° đến 90° , $\tan \theta_{lp}$ biến đổi trong phạm vi $0 \div \infty$, biên độ thay đổi này quá lớn, rất khó thực hiện trong bộ chuyển đổi thực tế, vì vậy thường dùng công thức sau đây để biểu thị giá trị của θ_{lp} :

$$\tan \frac{\theta_{lp}}{2} = \frac{\sin \frac{\theta_{lp}}{2}}{\cos \frac{\theta_{lp}}{2}} = \frac{\sin \frac{\theta_{lp}}{2} (2 \cos \frac{\theta_{lp}}{2})}{\cos \frac{\theta_{lp}}{2} (2 \cos \frac{\theta_{lp}}{2})} = \frac{\sin \theta_{lp}}{1 + \cos \theta_{lp}} = \frac{i_T}{i_T + i_M}$$

và:
$$\theta_{lp} = 2 \tan^{-1} \frac{i_T}{i_T + i_M} \quad (8.95)$$

Công thức (8.95) có thể dùng để thay thế công thức (8.94) khi tính θ_{lp} .

8.7.3.6. Phép chuyển đổi từ hệ tọa độ cố định 3 pha bất kỳ sang hệ tọa độ quay 2 pha (phép chuyển đổi 3s/2r)

Muốn từ hệ tọa độ cố định 3 pha A, B, C chuyển đổi sang hệ tọa độ quay d, q, 0 với tốc độ quay tùy ý, trong đó "0" là do trục 0 giả định để cấu tạo thành ma trận vuông mà có (hệ tọa độ M, T đã nêu ra trước đây chỉ quay với tốc độ góc đồng bộ ω_1), có thể sử dụng phép biến đổi ở phần trước đã chứng minh, trước tiên đưa hệ tọa

độ ABC chuyển sang hệ tọa độ $\alpha\beta 0$ cố định (lấy trục α trùng với trục A), sau đó lại từ hệ tọa độ $\alpha\beta 0$ biến đổi sang hệ tọa độ dq0. Bước thứ hai có thể dùng công thức chuyển đổi quay 2 pha/2 pha $C_{2s/2r}$, đổi các chỉ số M, T trong công thức (8.91) thành các chỉ số d, q tương ứng với hệ trục dq0, đồng thời đặt góc giữa trục d và trục α là θ_1 . Từ công thức (8.91) có thể suy ra:

$$i_d = i_\alpha \cos \theta_1 + i_\beta \sin \theta_1$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta_1 + i_\beta \cos \theta_1$$

và:

$$i_0 = i_0$$

viết dưới dạng ma trận:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Lại từ biểu thức (8.82) có thể viết:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

Hợp hai công thức trên vào một, có thể nhận được ma trận chuyển đổi hệ tọa độ 3 pha ABC sang hệ tọa độ quay dq0 hai pha là:

$$\begin{aligned} C_{3s/2r} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 - \frac{1}{2} \cos \theta_1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_1 - \frac{1}{2} \cos \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \frac{1}{2} \sin \theta_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta_1 & \frac{1}{2} \sin \theta_1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta_1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 120^\circ) & \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ -\sin \theta_1 & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.96) \end{aligned}$$

Ma trận chuyển đổi ngược (từ 2 pha quay sang 3 cố định) của nó là:

$$C_{2f/3s} = C_{3s/2f}^{-1} = C_{3s/2f}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.97)$$

Công thức (8.96) và (8.97) đều được dùng để biến đổi điện áp và từ thông.

8.7.4. Mô hình toán học động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ quay 2 pha bất kỳ

Phần trên đã chỉ ra, mô hình toán học của động cơ không đồng bộ khá phức tạp, muốn thông qua phép biến đổi tọa độ làm cho nó đơn giản đi. Mô hình toán học theo công thức (8.67) được xây dựng trên hệ tọa độ ABC cố định 3 pha. Bây giờ hãy chuyển đổi hệ tọa độ này sang hệ tọa độ quay 2 pha tùy ý, tức là sang hệ tọa độ dq0. Như thế mô hình toán học nhận được chỉ có 2 pha, đơn giản hơn so với mô hình ban đầu, hơn nữa trục tọa độ của nó quay với tốc độ góc tùy ý, nên càng có tính phổ biến.

Khi tiến hành chuyển đổi tọa độ, cần phải chuyển điện áp, dòng điện, từ thông của stator và rotor sang hệ tọa độ dq0, các chỉ số 1 dùng cho stator, còn chỉ số 2 dùng cho rotor.

8.7.4.1. Phương trình điện áp trên hệ tọa độ dq0

Sử dụng ma trận chuyển đổi theo công thức (8.97) tìm được quan hệ chuyển đổi điện áp stator là:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{o1} \end{bmatrix}$$

Trước tiên hãy xem xét pha A:

$$u_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (u_{d1} \cos \theta_1 - u_{q1} \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} u_{o1})$$

$$\text{tương tự:} \quad i_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{d1} \cos \theta_1 - i_{q1} \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{o1})$$

$$\psi_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (\psi_{d1} \cos \theta_1 - \psi_{q1} \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \psi_{o1})$$

trong hệ tọa độ ABC, phương trình điện áp pha A là: $u_A = i_A R_1 + p\psi_A$

Lấy các công thức chuyển đổi của u_A , i_A , ψ_A thay vào biểu thức và biến đổi ta được:

$$(u_{d1} - R_1 i_{d1} - p\psi_{d1} + \psi_{q1} p\theta_1) \cos \theta_1 - (u_{q1} - R_1 i_{q1} - p\psi_{q1} - \psi_{d1} p\theta_1) \sin \theta_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} (u_{o1} - R_1 i_{o1} - p\psi_{o1}) = 0$$

Đặt $p\theta_1 = \omega_{11}$ là tốc độ góc của hệ tọa độ quay tương đối với stator; bởi vì θ_1 là bất kỳ, nên 3 công thức sau đây lần lượt được thành lập:

$$\left. \begin{aligned} u_{d1} &= R_1 i_{d1} + p\psi_{d1} - \omega_{11}\psi_{q1} \\ u_{q1} &= R_1 i_{q1} + p\psi_{q1} + \omega_{11}\psi_{d1} \\ u_{01} &= R_1 i_{01} + p\psi_{01} \end{aligned} \right\} \quad (8.98)$$

Tương tự, phương trình điện áp mạch rotor sau chuyển đổi là:

$$\left. \begin{aligned} u_{d2} &= R_2 i_{d2} + p\psi_{d2} - \omega_{12}\psi_{q2} \\ u_{q2} &= R_2 i_{q2} + p\psi_{q2} + \omega_{12}\psi_{d2} \\ u_{02} &= R_2 i_{02} + p\psi_{02} \end{aligned} \right\} \quad (8.99)$$

trong đó ω_{12} là tốc độ góc của hệ tọa độ dq0 đối với rotor.

Sử dụng phương trình điện áp trên để tìm điện áp của các pha khác, kết quả cũng giống như các công thức (8.98) và (8.99).

8.7.4.2. Phương trình từ thông trên hệ tọa độ dq0

Sử dụng ma trận chuyển đổi theo công thức (8.96) để biến đổi từ thông 3 pha ψ_A, ψ_B, ψ_C của stator và từ thông 3 pha ψ_a, ψ_b, ψ_c của rotor sang hệ tọa độ dq0. Ma trận chuyển đổi từ thông stator chính là $C_{3s/2r}$, trong đó đặt góc giữa trục d và trục A là θ_1 . Ma trận chuyển đổi từ thông từ tọa độ 3 pha quay sang hệ tọa độ 2 pha quay với tốc độ quay khác nhau, ma trận chuyển đổi là $C_{3r/2r}$, dựa theo tốc độ quay tương đối giữa hai hệ tọa độ để xem xét, về hình thức $C_{3r/2r}$ giống với $C_{3s/2r}$, chỉ cần đổi góc θ_1 thành góc giữa trục d và trục a là θ_2 .

$$C_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \cos(\theta_1 - 120^\circ) & \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ -\sin\theta_1 & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.100)$$

$$C_{3r/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & \cos(\theta_2 - 120^\circ) & \cos(\theta_2 + 120^\circ) \\ -\sin\theta_2 & -\sin(\theta_2 - 120^\circ) & -\sin(\theta_2 + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8.101)$$

Vì thế có:

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{01} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \\ \psi_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{3s/2r} & 0 \\ 0 & C_{3r/2r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

Sử dụng phương trình từ thông theo công thức (8.56) và biểu diễn từ thông 3 pha của stator và rotor thành ma trận điện cảm nhân với vector dòng điện stator và rotor, sau đó lại sử dụng ma trận nghịch đảo của $C_{3s/2r}$, $C_{3r/2r}$ chuyển đổi vector dòng điện sang hệ tọa độ dq0, nhận được kết quả:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \\ \Psi_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{3s/2r} & 0 \\ 0 & C_{3r/2r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C^{-1}_{3s/2r} & 0 \\ 0 & C^{-1}_{3r/2r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{d0} \end{bmatrix}$$

Viết riêng các thành phần trong ma trận con và tiến hành tính toán, trong đó:

$$\begin{aligned} C_{3s/2r} L_{ss} C^{-1}_{3s/2r} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \cos(\theta_1 - 120^\circ) & \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ -\sin \theta_1 & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{l1} + \frac{3}{2}L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{l1} + \frac{3}{2}L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{l1} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Trong quá trình tính toán lưu ý tới $\cos \theta_1 + \cos(\theta_1 - 120^\circ) + \cos(\theta_1 + 120^\circ) = 0$

và $\sin \theta_1 + \sin(\theta_1 - 120^\circ) + \sin(\theta_1 + 120^\circ) = 0$, v.v...

Tương tự:

$$C_{3r/2r} L_{rr} C^{-1}_{3r/2r} = \begin{bmatrix} L_{l2} + \frac{3}{2}L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{l2} + \frac{3}{2}L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{l2} \end{bmatrix}$$

$$C_{3s/2r} L_{sr} C_{3r/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{3r/2r} L_{rs} C_{3s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Cuối cùng, phương trình từ thông trên hệ tọa độ dq0 là:

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{o1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \\ \psi_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{t1} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{t2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{o1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{o2} \end{bmatrix} \quad (8.102)$$

Trong đó: $L_m = \frac{3}{2} L_{m1}$ – hồ cảm giữa các cuộn dây stator và rotor đẳng trị trên hệ trục tọa độ dq0;

$L_s = L_{t1} + \frac{3}{2} L_{m1}$ – tự cảm các cuộn dây stator 2 pha tương đương trên hệ tọa độ dq0;

$L_r = L_{t2} + \frac{3}{2} L_{m1}$ – tự cảm các cuộn dây rotor 2 pha tương đương trên hệ tọa độ dq0.

Cần chú ý, hồ cảm L_m có trị số bằng 3/2 lần giá trị cực đại hồ cảm L_{m1} giữa hai pha tùy ý trong nhóm các cuộn dây 3 pha ban đầu.

Từ hai hàng thứ ba và thứ sáu trong công thức (8.102) có thể thấy thành phần trên trục 0 của từ thông là:

$$\psi_{o1} = L_{t1} i_{o1} \text{ và } \psi_{o2} = L_{t2} i_{o2}$$

Chúng độc lập với nhau, không có ảnh hưởng gì đối với trục d, q nên sau này trong mô hình toán học sẽ không xét tới. Vì vậy công thức (8.102) được đơn giản hoá thành:

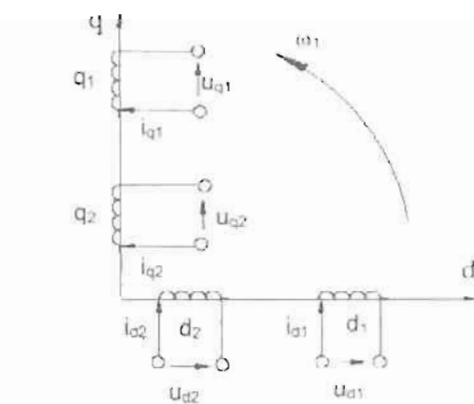
$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.103)$$

hoặc viết thành:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d1} &= L_s i_{d1} + L_m i_{d2} \\ \psi_{q1} &= L_s i_{q1} + L_m i_{q2} \\ \psi_{d2} &= L_m i_{d1} + L_r i_{d2} \\ \psi_{q2} &= L_m i_{q1} + L_r i_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (8.103a)$$

Phương trình từ thông trên hệ tọa độ dq theo công thức (8.103) và (8.103a) so với phương trình từ thông trên hệ tọa độ 3 pha ABC [công thức (8.56)] đơn giản đi rất nhiều. Nguyên nhân chủ yếu là, sau khi chuyển sang hệ tọa độ 2 pha vì hai trục vuông góc với nhau, mối liên hệ giữa chúng không còn hồ cảm, từ thông hồ cảm chỉ liên quan tới cuộn dây trên bản thân mỗi trục, cho nên thành phần mỗi từ thông chỉ còn lại hai số hạng.

Hơn nữa từ thông của trục 0 giả định là độc lập và không cần xét tới. Đó chính là nguyên nhân cơ bản của phép biến đổi tọa độ có lợi cho việc đơn giản hoá mô hình toán học. Mô hình vật lý tương ứng với các công thức (8.103) hoặc (8.103a) như trên hình 8.46, trong đó mỗi một cuộn dây đều tương đương với cuộn dây giả cố định trên trục tọa độ, nó thể hiện rõ từ thông của mỗi trục trong nhóm cuộn dây vuông góc với nó còn sinh ra sức điện động quay, về sau điểm này còn được nghiên cứu trong phương trình điện áp.



Hình 8.46. Mô hình vật lý của động cơ không đồng bộ chuyển đổi sang trục dq

Thay biểu thức (8.103a) vào phương trình điện áp của trục d, q trong công thức (8.98) và (8.99), sau đó biến đổi sẽ được:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & \omega_{11} L_s & L_m p & -\omega_{11} L_m \\ \omega_{11} L_s & R_1 + L_s p & \omega_{11} L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{12} L_m & R_2 + L_r p & \omega_{12} L_r \\ \omega_{12} L_m & L_m p & \omega_{12} L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.104)$$

Như vậy trên tọa độ d, q nhận được phương trình điện áp 4 hàng, nó so với phương trình điện áp 6 hàng trên hệ tọa độ 3 pha ABC đã giảm đi 2 hàng.

8.7.4.3. Phương trình mômen và phương trình chuyển động trên hệ tọa độ dq0

Từ công thức (8.66) ta biết, công thức mômen trên hệ tọa độ ABC là:

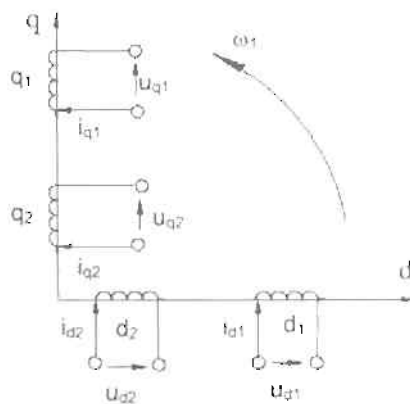
$$M_{dt} = -n_p L_m I [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ)]$$

hoặc viết thành:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{d1} &= L_s i_{d1} + L_m i_{d2} \\ \psi_{q1} &= L_s i_{q1} + L_m i_{q2} \\ \psi_{d2} &= L_m i_{d1} + L_r i_{d2} \\ \psi_{q2} &= L_m i_{q1} + L_r i_{q2} \end{aligned} \right\} \quad (8.103a)$$

Phương trình từ thông trên hệ tọa độ dq theo công thức (8.103) và (8.103a) so với phương trình từ thông trên hệ tọa độ 3 pha ABC [công thức (8.56)] đơn giản đi rất nhiều. Nguyên nhân chủ yếu là, sau khi chuyển sang hệ tọa độ 2 pha vì hai trục vuông góc với nhau, mối liên hệ giữa chúng không còn hồ cảm, từ thông hồ cảm chỉ liên quan tới cuộn dây trên bản thân mỗi trục, cho nên thành phần mỗi từ thông chỉ còn lại hai số hạng.

Hơn nữa từ thông của trục 0 giả định là độc lập và không cần xét tới. Đó chính là nguyên nhân cơ bản của phép biến đổi tọa độ có lợi cho việc đơn giản hoá mô hình toán học. Mô hình vật lý tương ứng với các công thức (8.103) hoặc (8.103a) như trên hình 8.46, trong đó mỗi một cuộn dây đều tương đương với cuộn dây giả cố định trên trục tọa độ, nó thể hiện rõ từ thông của mỗi trục trong nhóm cuộn dây vuông góc với nó còn sinh ra sức điện động quay, về sau điểm này còn được nghiên cứu trong phương trình điện áp.



Hình 8.46. Mô hình vật lý của động cơ không đồng bộ chuyển đổi sang trục dq

Thay biểu thức (8.103a) vào phương trình điện áp của trục d, q trong công thức (8.98) và (8.99), sau đó biến đổi sẽ được:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & \omega_{11} L_s & L_m p & -\omega_{11} L_m \\ \omega_{11} L_s & R_1 + L_s p & \omega_{11} L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{12} L_m & R_2 + L_r p & \omega_{12} L_r \\ \omega_{12} L_m & L_m p & \omega_{12} L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.104)$$

Như vậy trên tọa độ d, q nhận được phương trình điện áp 4 hàng, nó so với phương trình điện áp 6 hàng trên hệ tọa độ 3 pha ABC đã giảm đi 2 hàng.

8.7.4.3. Phương trình mômen và phương trình chuyển động trên hệ tọa độ dq0

Từ công thức (8.66) ta biết, công thức mômen trên hệ tọa độ ABC là:

$$\begin{aligned} M_{dt} = & -n_p L_m [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin 0 + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(0 + 120^\circ) + \\ & + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(0 - 120^\circ)] \end{aligned}$$

Sử dụng các ma trận $C_{3s/2r}^{-1}$ và $C_{2r/2s}^{-1}$ của phép biến đổi ngược (dựa vào các biểu thức (8.100) và (8.101)), ta được:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 - 120^\circ) & -\sin(\theta_1 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_1 + 120^\circ) & -\sin(\theta_1 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{01} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 - 120^\circ) & -\sin(\theta_2 - 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_2 + 120^\circ) & -\sin(\theta_2 + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{02} \end{bmatrix}$$

Sử dụng 2 phương trình ma trận này đổi $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ trong công thức mômen thành các thành phần của d, q, 0, đồng thời chú ý tới vị trí tương đối của stator và rotor:

$$\theta = \theta_1 - \theta_2$$

sau khi giản ước, sẽ nhận được công thức mômen rất đơn giản trên hệ tọa độ dq0:

$$M_{dt} = n_p L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) \quad (8.105)$$

Trong quá trình đơn giản hoá, dòng điện thành phần trên trục 0 đã hoàn toàn bị triệt tiêu, trong công thức mômen tọa độ quay hai pha không xuất hiện nữa. Vì vậy sau này có thể coi hệ tọa độ quay 2 pha là hệ tọa độ dq.

Thay vào phương trình chuyển động với tải hằng số theo công thức (8.62) sẽ được:

$$M_{dt} = n_p L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) = M_e + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (8.106)$$

$$\text{mà:} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (8.107)$$

$$\text{và:} \quad \omega = \omega_{11} - \omega_{12}$$

Công thức (8.104), (8.106), (8.107) là mô hình toán học động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ dq, rõ ràng nó đã đơn giản hơn rất nhiều so với mô hình toán học trên hệ tọa độ 3 pha ABC, hơn nữa số hàng cũng đã giảm xuống. Tuy vậy số biến số, tính chất phi tuyến và ràng buộc chưa thay đổi gì.

8.7.4.4. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động và mạch điện tương đương trạng thái động của động cơ điện không đồng bộ trên hệ tọa độ dq

Trong ma trận hệ số về phải của phương trình điện áp (8.104), chứa số hạng R biểu thị lượng sụt áp của điện trở, số hạng L_p là lượng sụt áp của điện cảm, tức là sức điện động tự cảm, số hạng ω biểu thị sức điện động quay. Dem viết tách chúng ra

đồng thời xét tới phương trình từ thông (8.103a), sẽ được:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & 0 & L_r p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{11} & 0 & 0 \\ \omega_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{12} \\ 0 & 0 & \omega_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.108)$$

Đặt:

$$u = [u_{d1} \ u_{q1} \ u_{d2} \ u_{q2}]^T$$

$$i = [i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d2} \ i_{q2}]^T$$

$$\psi = [\psi_{d1} \ \psi_{q1} \ \psi_{d2} \ \psi_{q2}]^T$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix}; \quad L = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Vector sức điện động quay :

$$e_r = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{11} & 0 & 0 \\ \omega_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{12} \\ 0 & 0 & \omega_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{11} \psi_{q1} \\ \omega_{11} \psi_{d1} \\ -\omega_{12} \psi_{q2} \\ \omega_{12} \psi_{d2} \end{bmatrix}$$

Công thức (8.108) trở thành:

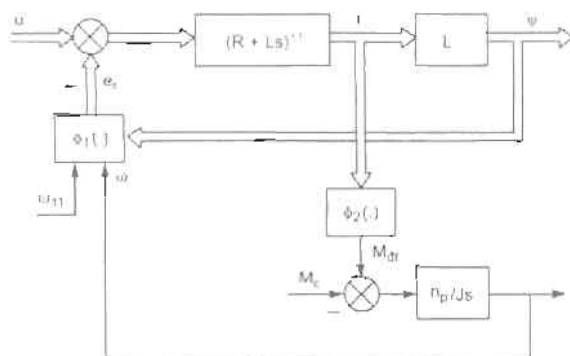
$$u = Ri + Lp i + e_r \quad (8.108a)$$

Dùng các công thức (8.108a), (8.103), (8.106) để thành lập sơ đồ cấu trúc trạng thái động hệ thống nhiều biến số như trên hình 8.47, trong đó $\phi_1(\cdot)$ biểu thị ma trận hàm số phi tuyến của công thức e_r , còn $\phi_2(\cdot)$ biểu thị ma trận hàm số phi tuyến của công thức M_{d1} .

Hình 8.47 là thể hiện cụ thể của cấu trúc điều khiển nhiều biến số động cơ không đồng bộ mà ở đầu mục này đã đề cập tới (xem hình 8.39). Nó chứng tỏ mô hình toán học của động cơ không đồng bộ có những tính chất sau đây:

1. Động cơ không đồng bộ có thể coi như là một hệ thống vào 2 ra 2, lượng đầu vào là vector điện áp u và tốc độ quay tương đối ω_{11} giữa stator và hệ tọa độ dq (lúc hệ tọa độ dq quay với tốc độ góc đồng bộ, ω_{11} dùng bằng tần số góc đầu vào ω_1), lượng đầu ra là vector từ thông Ψ và tốc độ góc ω . Vector dòng điện có thể coi là biến số trạng thái, giữa nó và vector từ thông tồn tại quan hệ xác định theo công thức (8.103).

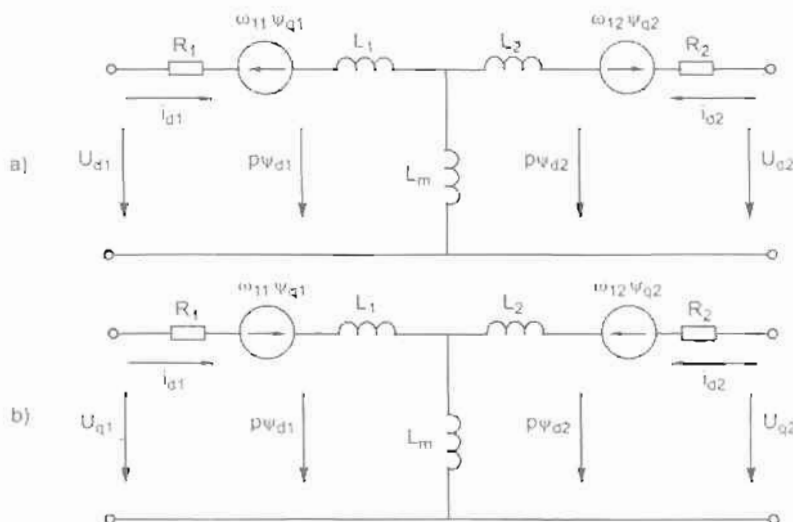
2. Yếu tố phi tuyến tồn tại trong $\phi_1(\cdot)$ và $\phi_2(\cdot)$, nghĩa là tồn tại trên hai khâu sinh ra sức điện động quay và mômen điện từ. Ngoài ra các bộ phận khác của hệ thống đều là tuyến tính. Đây là chỗ rất giống với trường hợp điều khiển từ trường yếu của động cơ.



Hình 8.47. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động nhiều biến số của động cơ không đồng bộ

3. Quan hệ ràng buộc chủ yếu giữa các biến số chủ yếu thể hiện ở sức điện động quay. Nếu bỏ qua ảnh hưởng của sức điện động quay, hệ thống sẽ suy giảm thành hệ một biến.

Dựa vào phương trình điện áp của trục d, q trong các công thức (8.104) hoặc (8.98), (8.99) biểu diễn thành sơ đồ đẳng trị trạng thái động, như trên hình 8.48. Trong đó hình 8.48a là mạch điện trục d, hình 8.48b là mạch điện trục q, giữa chúng dựa theo mối ràng buộc sức điện động quay $\omega_{11}\psi_{q1}$, $\omega_{12}\psi_{q2}$, $\omega_{11}\psi_{d1}$, $\omega_{12}\psi_{d2}$. Điều này một lần nữa chứng tỏ tính chất thứ 3 đã kể trên.



Hình 8.48. Sơ đồ thay thế trạng thái động của động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ dq
a) Sơ đồ thay thế trục d ; b) Sơ đồ thay thế trục q.

8.7.5. Mô hình toán học động cơ điện không đồng bộ trên hệ tọa độ cố định 2 pha

Mô hình toán học trên hệ tọa độ cố định α, β là một trường hợp đặc biệt của mô hình toán học trên hệ tọa độ quay d, q tùy ý, chỉ cần trong mô hình tọa độ quay, đặt

$\theta_1 = 0$, $p\theta_1 = \omega_{11} = 0$ là được. Lúc này $p\theta = \omega$, tức là tốc độ góc của rotor động cơ, còn $\omega_{12} = p\theta_2 = p(\theta_1 - 0) = -p0 = -\omega$, tọa độ d, q biến thành tọa độ α, β . Vì vậy, phương trình điện áp trục d, q trong công thức (8.98) và (8.99) đổi thành phương trình điện áp trên trục α, β :

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha 1} &= R_1 i_{\alpha 1} + p\psi_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} &= R_1 i_{\beta 1} + p\psi_{\beta 1} \\ u_{\alpha 2} &= R_2 i_{\alpha 2} + p\psi_{\alpha 2} + \omega\psi_{\beta 2} \\ u_{\beta 2} &= R_2 i_{\beta 2} + p\psi_{\beta 2} - \omega\psi_{\alpha 2} \end{aligned} \right\} \quad (8.109)$$

Đổi phương trình từ thông (8.103) thành dạng:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 1} &= L_s i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 1} &= L_s i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \\ \psi_{\alpha 2} &= L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} &= L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \end{aligned} \right\} \quad (8.110)$$

Lấy (8.100) thay vào (8.109) và viết dưới dạng ma trận, sẽ được phương trình ma trận điện áp của mô hình toán học trên hệ tọa độ $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_1 + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega L_m & R_2 + L_r p & \omega L_r \\ -\omega L_m & L_m p & -\omega L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (8.111)$$

Sử dụng công thức biến đổi ngược (8.104) của phép biến đổi quay 2 pha, có thể được:

$$\begin{aligned} i_{d1} &= i_{\alpha 1} \cos \theta + i_{\beta 1} \sin \theta \\ i_{q1} &= -i_{\alpha 1} \sin \theta + i_{\beta 1} \cos \theta \\ i_{d2} &= i_{\alpha 2} \cos \theta + i_{\beta 2} \sin \theta \\ i_{q2} &= -i_{\alpha 2} \sin \theta + i_{\beta 2} \cos \theta \end{aligned}$$

Thay vào công thức (8.105) và biến đổi sẽ được mômen điện từ trên hệ tọa độ $\alpha\beta$:

$$M_{dt} = n_p L_m (i_{\beta 1} i_{\alpha 2} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) \quad (8.112)$$

Công thức (8.111) và (8.112) và bổ sung thêm phương trình chuyển động như ở phần trước và biểu thức vị phân góc quay sẽ trở thành mô hình toán học động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ $\alpha\beta$.

8.7.6. Mô hình toán học động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ quay đồng bộ 2 pha

Một loại hệ tọa độ rất được ưa chuộng là hệ tọa độ quay đồng bộ 2 pha, trục tọa độ của nó vẫn dùng d, q để biểu thị, chỉ có tốc độ quay bằng tốc độ quay đồng bộ ω_1 của tần số stator, cũng tức là tốc độ góc của hệ tọa độ quay tương đối đối với stator. Còn tốc độ của rotor là tốc độ góc $\omega_{12} = \omega_1 - \omega = \omega_s$, là tốc độ quay tương đối giữa hệ trục dq so với rotor, tức là tốc độ trượt.

Thay vào công thức (8.104) và (8.105), sẽ được mô hình toán học trên hệ tọa độ quay đồng bộ:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8.113)$$

$$M_{dt} = n_p L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) \quad (8.114)$$

Phương trình chuyển động và công thức vi phân góc quay đều không thay đổi.

Ưu điểm nổi bật của hệ tọa độ này là: khi biến số trong hệ tọa độ A, B, C là hàm số sin, thì biến số trong hệ tọa độ d, q là một chiều.

8.7.7. Mô hình toán học của động cơ không đồng bộ theo định hướng từ trường trên hệ tọa độ quay đồng bộ 2 pha – mô hình toán học hệ tọa độ M, T

Trong công thức (8.113) mỗi một số hạng của ma trận hệ số 4×4 phía bên phải của phương trình điện áp đều đã điền kín. Nghĩa là, hệ thống này vẫn bị ràng buộc rất chặt. Làm thế nào để có thể đơn giản hóa nó thêm một bước? Sau khi nghiên cứu có thể phát hiện, đối với hệ thống tọa độ quay đồng bộ chỉ quy định hai trục d, q vuông góc với nhau và tốc độ quay, chứ không quy định vị trí tương đối của hai trục so với từ trường quay của động cơ, và ở đó chính là chỗ còn lại để lựa chọn.

Bây giờ hãy quy định trục d dọc theo phương của vector tổng từ thông rotor ψ_2 , đồng thời gọi nó là trục M (Magnetization); còn trục q lệch đi 90° về phía ngược kim đồng hồ, tức là vuông góc với vector ψ_2 , và đặt tên nó là trục T (Torque). Như vậy, tọa độ quay đồng bộ 2 pha với quy định cụ thể trên trở thành hệ tọa độ M, T, nghĩa là hệ tọa độ theo định hướng từ trường rotor. Ký hiệu của các trục tọa độ trong các công thức (8.113) và (8.114) được thay đổi một ít, tức là trở thành mô hình toán học trên hệ tọa độ M, T:

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (8.115)$$

$$M_{dt} = n_p L_m (i_{T1} i_{M2} - i_{M1} i_{T2}) \quad (8.116)$$

Bởi vì bản thân ψ_2 chính là vector quay với tốc độ góc đồng bộ, và do đó:

$$\psi_{M2} \equiv \psi_2, \quad \psi_{T2} \equiv 0$$

cũng tức là:

$$L_m i_{M1} + L_r i_{M2} = \psi_2 \quad (8.117)$$

$$L_m i_{T1} + L_r i_{T2} = 0 \quad (8.118)$$

Thay (8.118) vào (8.115) ta được:

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (8.119)$$

trong hàng thứ 3 thứ 4 đã xuất hiện các phần tử bằng 0, đã giảm được quan hệ ràng buộc giữa các biến số, làm cho mô hình được đơn giản hơn.

Riêng về phương trình mômen, lấy (8.117), (8.118) thay vào (8.116) sẽ được:

$$\begin{aligned} M_{dt} &= n_p L_m (i_{T1} i_{M2} - i_{M1} i_{T2}) = n_p L_m \left[i_{T1} i_{M2} - \frac{\psi_2 - L_r i_{M2}}{L_m} \left(\frac{L_m}{L_r} i_{T1} \right) \right] \\ &= n_p L_m \left[i_{T1} i_{M2} + \frac{\psi_2}{L_r} i_{T1} - i_{T1} i_{M2} \right] = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{T1} \psi_2 \end{aligned} \quad (8.120)$$

Quan hệ này tương đối đơn giản, hơn nữa lại rất giống với phương trình mômen động cơ một chiều.

8.7.8. Tóm tắt

Trong điều kiện có một số giả thiết có thể cho phép, từ hệ thống điều tốc động cơ điện một chiều sử dụng chỉnh lưu tiristor để cung cấp cho phân ứng động cơ có thể mô tả thành hệ thống tuyến tính bậc 3 một biến số, có thể sử dụng lý thuyết điều khiển kinh điển để tiến hành phân tích và thiết kế. Động cơ điện xoay chiều không đồng bộ là một hệ thống nhiều biến số bậc cao, phi tuyến, ràng buộc chặt với nhau, trong tất cả các hệ thống điều tốc biến tần của mạch vòng hở tốc độ và mạch vòng kín tốc độ đã khảo sát trước mục này đều ở trong điều kiện bỏ qua tính phi tuyến, bỏ qua các ràng buộc khắt khe của nhiều biến số, sau khi tìm một cách gần đúng ra được sơ đồ cấu trúc trạng thái động một biến số tuyến tính, mới có thể dùng phương pháp phân tích và thiết kế của hệ thống điều tốc một chiều. Như vậy kết quả có được đương nhiên không thể chính xác, khó có thể nhận được chất lượng động cao như trong hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín động cơ một chiều.

Muốn thực hiện hệ thống điều tốc xoay chiều có chất lượng động cao, trước tiên phải xây dựng mô hình toán học nhiều biến số phi tuyến của nó. Mô hình toán học nhiều biến số của động cơ không đồng bộ 3 pha hình thành bởi phương trình ma trận điện áp, phương trình ma trận từ thông, phương trình mômen và phương trình chuyển động, có thể viết dưới dạng công thức (8.67) hay (8.68). Do trong mô tả toán học động cơ có ma trận điện cảm khá phức tạp, khó sử dụng để phân tích, thông thường phải dùng phương pháp biến đổi tọa độ để thay đổi mô hình. Khái niệm cơ bản của biến đổi tọa độ là, lấy việc tạo ra sức từ động quay chung làm chuẩn tắc, xây dựng quan hệ tương đương giữa các đại lượng của bộ cuộn dây 3 pha, bộ cuộn dây 2 pha và nhóm cuộn dây một chiều quay, từ đó tìm ra mô hình động cơ một chiều tương đương với bộ cuộn dây động cơ không đồng bộ. Ma trận chuyển đổi cụ thể có ma trận chuyển đổi 3 pha/2 pha $C_{3/2}$ và ma trận chuyển đổi ngược của nó $C_{2/3}$, ma trận chuyển đổi quay 2 pha $C_{2r/2s}$ và $C_{2s/2r}$ và công thức chuyển đổi tọa độ vuông góc/tọa độ cực.

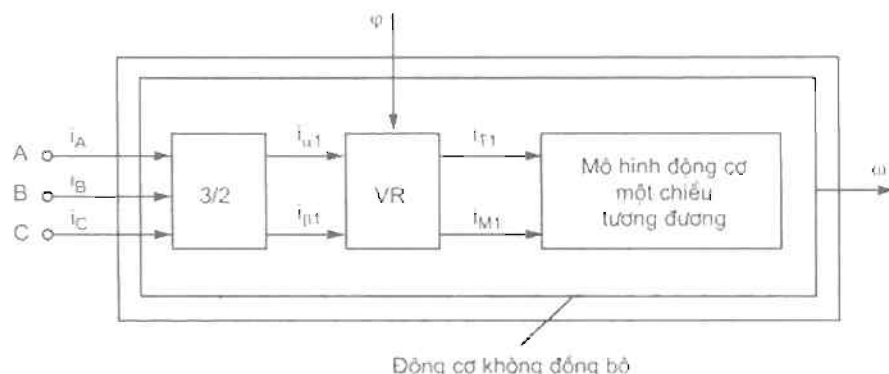
Khi chuyển đổi mô hình toán học động cơ điện không đồng bộ, bộ cuộn dây 3 pha stator và bộ cuộn dây 3 pha rotor đều phải chuyển đổi sang bộ cuộn dây 2 pha tương đương. Mô hình 2 pha tương đương đơn giản chủ yếu do hai trục của nó vuông góc với nhau, giữa chúng không có quan hệ ràng buộc hỗ cảm, khác hẳn với bộ cuộn dây 3 pha giữa hai pha bất kỳ lúc nào cũng tồn tại quan hệ hỗ cảm lẫn nhau. Mô hình 2 pha tương đương có thể xây dựng trên hệ tọa độ cố định, cũng có thể xây dựng trên hệ tọa độ quay, trong đó mô hình xây dựng trên hệ tọa độ quay có được một số ưu điểm nổi bật: Khi biến số 3 pha ban đầu là dòng điện hàm sin, thì biến số hai pha

tương đương là dòng một chiều. Trên cơ sở đó, nếu cho hệ tọa độ quay đồng bộ 2 pha theo định hướng từ trường rotor, tức là dùng hệ tọa độ MT (cũng là hệ dq), với trục M dọc theo phương của vector tổng từ thông ψ_2 của rotor, phương của trục T vuông góc với vector ψ_2 theo ngược chiều quay kim đồng hồ, thì trong phương trình ma trận điện áp [xem công thức (8.119)] đã xuất hiện một số phần tử bằng không, điều đó có nghĩa là đã loại bỏ được một số ràng buộc giữa các biến số, còn phương trình mômen [xem công thức (8.100)] đã đơn giản được đến mức gần giống với phương trình mômen của động cơ điện một chiều. Hệ thống điều khiển vector được khảo sát ở mục sau chính là sử dụng mô hình toán học như vậy.

8.8. HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC BIẾN TẦN ĐIỀU KHIỂN VECTOR

Trong mục trên đã chỉ rõ, mô hình toán học động cơ không đồng bộ là một hệ thống nhiều biến, bậc cao, phi tuyến, nhiều ràng buộc chặt chẽ, thông qua phép biến đổi tọa độ, có thể làm nó hạ bậc đồng thời đơn giản hoá, nhưng vẫn chưa thay đổi bản chất tính phi tuyến và nhiều biến số của nó. Chất lượng động của hệ thống điều tốc biến tần đã trình bày trong hai mục 8.5 và 8.6 không được như mong muốn, tham số của bộ điều chỉnh rất khó thiết kế chính xác, vấn đề chính là ở chỗ đã đi theo khái niệm hệ thống điều khiển một biến số mà chưa xét tới bản chất phi tuyến, nhiều biến số. Về vấn đề này nhiều nhà chuyên môn đã dày công nghiên cứu, đến năm 1971 đã có hai công trình nghiên cứu: “Nguyên lý điều khiển định hướng từ trường động cơ không đồng bộ” do F. Blaschke của hãng Siemens Cộng hoà Liên bang Đức thực hiện, và “Điều khiển biến đổi tọa độ điện áp stator động cơ cảm ứng” do P.C. Custman và A.A. Clark ở Mỹ đạt được kết quả tốt và đã được công bố trong sáng chế phát minh của họ. Trải qua nhiều cải tiến liên tục đã hình thành được hệ thống điều tốc biến tần điều khiển vector mà ngày nay đã trở nên rất phổ biến.

8.8.1. Sơ đồ cấu trúc phép biến đổi tọa độ và mô hình động cơ một chiều tương đương của động cơ không đồng bộ



Hình 8.49. Sơ đồ cấu trúc biến đổi tọa độ động cơ không đồng bộ: 3/2) Biến đổi 3 pha/2 pha; VR) Biến đổi quay đồng bộ; φ) Góc giữa trục M và trục α (trục A).

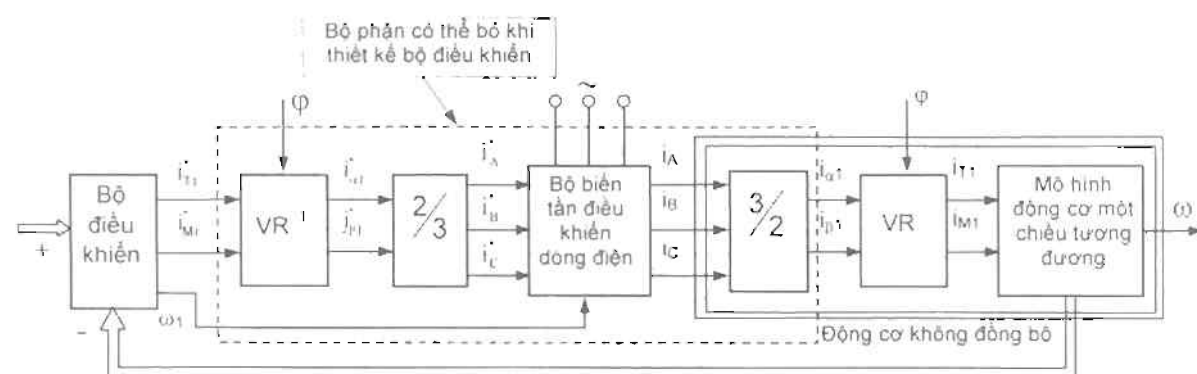
Trong mục 8.7.3 đã chỉ rõ rằng quy tắc của phép chuyển đổi này là tạo ra sức điện động quay đồng bộ, dòng điện xoay chiều mạch stator i_A, i_B, i_C qua phép biến đổi 3/2, có thể chuyển đổi tương đương thành dòng điện xoay chiều ở tọa độ cố định 2 pha i_{u1}, i_{v1} ; sau đó lại thông qua phép biến đổi quay theo định hướng từ trường rotor, có thể

chuyển đổi tương đương thành dòng điện một chiều i_{M1} , i_{T1} trên hệ tọa độ quay đồng bộ. Nếu người quan sát đứng trên lõi sắt từ và cùng quay với hệ tọa độ, thì người quan sát sẽ thấy đó như là một động cơ một chiều, tổng từ thông ψ_2 của rotor động cơ xoay chiều ban đầu chính là từ thông động cơ điện một chiều tương đương. Cuộn dây M tương đương với cuộn dây kích từ của động cơ một chiều, i_{M1} (hay i_{d1}) tương đương với dòng điện kích từ, cuộn dây T tương đương với cuộn dây phản ứng giả cố định, i_{T1} (hay i_{q1}) tương đương với dòng điện phản ứng và tỷ lệ thuận với mômen.

Từ quan hệ tương đương trên đây có thể mô tả dạng sơ đồ cấu trúc của động cơ như trên hình 8.49. Về tổng thể mà nói, đầu vào 3 pha A, B, C, đầu ra tốc độ góc ω , là một động cơ không đồng bộ, qua phép biến đổi 3/2 và biến đổi quay đồng bộ trở thành một động cơ một chiều đầu vào i_{M1} , i_{T1} và đầu ra ω .

8.8.2. Ý tưởng về cấu trúc hệ thống điều khiển vector

Động cơ không đồng bộ qua biến đổi tọa độ có thể trở thành động cơ một chiều tương đương, như vậy phòng theo phương pháp điều khiển động cơ một chiều, tìm ra lượng điều khiển của động cơ một chiều, qua phép biến đổi ngược tọa độ tương ứng, lại có thể điều khiển động cơ không đồng bộ. Bởi vì đối tượng phải tiến hành biến đổi tọa độ là vector không gian (được đặc trưng bằng sức từ động) của dòng điện, cho nên thông qua hệ thống điều khiển để thực hiện chuyển đổi tọa độ được gọi là hệ thống điều khiển chuyển đổi vector (Transvector Control System), gọi tắt là hệ thống điều khiển vector (Vector Control System), ý tưởng của sơ đồ đó như trên hình 8.50. Trong đó tín hiệu đặt và tín hiệu phản hồi đi qua bộ điều khiển tương tự như hệ thống điều tốc một chiều đã dùng, tín hiệu đặt dòng điện kích từ i_{M1}^* và tín hiệu đặt dòng điện mạch rotor i_{T1}^* , đi qua bộ chuyển đổi quay VR^{-1} , nhận được i_{d1}^* , i_{q1}^* , tiếp tục đi qua phép chuyển đổi 2 pha/3 pha nhận được i_{A1}^* , i_{B1}^* , i_{C1}^* . Sử dụng ba dòng điện này điều khiển cùng với tín hiệu điều khiển tần số ω_1 nhận được từ bộ điều khiển để khống chế bộ biến tần điều khiển dòng điện, tạo ra dòng điện biến tần 3 pha mà động cơ điều tốc yêu cầu.



Hình 8.50. Ý tưởng cấu trúc hệ thống điều khiển vector

Khi thiết kế hệ thống điều khiển vector, có thể cho rằng ở bộ chuyển đổi quay ngược VR^{-1} đưa vào phía sau bộ điều khiển và khâu chuyển đổi quay VR trong bản thân động cơ triệt tiêu nhau, bộ chuyển đổi 2/3 và bộ chuyển đổi 3/2 phía trong động cơ triệt tiêu nhau, nếu tiếp tục bỏ qua trễ do bộ biến tần sinh ra, phần nét đứt trong

khung trên hình 8.50 có thể bỏ đi hoàn toàn, phần còn lại rất giống với hệ thống điều tốc một chiều. Có thể tưởng tượng rằng, tính năng trạng thái tĩnh và động của hệ thống điều tốc biến tần xoay chiều điều khiển vector hoàn toàn tương đương với hệ thống điều tốc một chiều.

Dương nhiên, muốn thực hiện ý tưởng trên đây không phải là không có vấn đề. Trước tiên là, điều khiển tần số và điều khiển dòng điện ở trạng thái động sẽ phối hợp ăn khớp với nhau như thế nào? Vấn đề này chưa hề xuất hiện trong hệ thống điều tốc một chiều, mà trong hệ thống điều tốc xoay chiều cần phải giải quyết. Hai là, trong động cơ một chiều từ thông luôn là hằng, còn trong hệ thống điều tốc biến tần điều khiển vector thì vấn đề này được duy trì ra sao? Tóm lại, như đã nói trong mục 8.6.4, hệ thống điều khiển vector về bản chất có thể giải quyết được nhiều vấn đề tồn tại trong hệ thống điều khiển tần số trượt, phần tiếp sẽ nghiên cứu giải quyết những vấn đề này.

8.8.3. Phương trình cơ bản điều khiển vector

Trong mục 8.7, công thức (8.119) và (8.120) đưa ra mô hình toán học theo định hướng từ trường rotor trên hệ thống tọa độ quay đồng bộ của động cơ không đồng bộ. Đối với động cơ rotor ngắn mạch, thì $u_{M2} = u_{T2} = 0$, phương trình ma trận điện áp trong mô hình toán học có thể đơn giản hoá thành:

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_1 L_m & 0 & \omega_1 L_r & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (8.121)$$

Trong hệ thống điều khiển vector, đối tượng điều khiển là dòng điện mạch stator, vì vậy trong mô hình toán học buộc phải tìm ra được quan hệ của hai thành phần dòng điện mạch stator và các đại lượng vật lý khác. Dem biểu thức của ψ_2 trong công thức (8.117) thay vào hàng thứ ba trong công thức (8.121), sẽ được:

$$0 = R_2 i_{M2} + p(L_m i_{M1} + L_r i_{M2}) = R_2 i_{M2} + p\psi_2$$

$$\text{cho nên:} \quad i_{M2} = -\frac{p\psi_2}{R_2} \quad (8.122)$$

lại thay tiếp vào (8.117) giải ra i_{M1} , sẽ được:

$$i_{M1} = \frac{T_2 p + 1}{L_m} \psi_2 \quad (8.123)$$

$$\text{hoặc:} \quad \psi_2 = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_{M1} \quad (8.124)$$

trong đó $T_2 = \frac{L_r}{R_2}$ là hằng số thời gian mạch rotor.

Công thức (8.124) chứng tỏ, từ thông của rotor chỉ do i_{M1} tạo ra, không liên quan tới i_{T1} , vì vậy i_{M1} được gọi là thành phần kích từ của dòng điện stator (xem hình 8.45). Công thức này còn chứng tỏ, hàm số truyền giữa ψ_2 và i_{M1} là một khâu quán tính bậc nhất (p tương đương với biến số s của phép biến đổi Laplace). Ý nghĩa vật lý của nó là: khi thành phần kích từ i_{M1} đột biến, trong mạch rotor sẽ cảm ứng nên thành phần kích

từ dòng điện mạch rotor i_{M2} ngăn cản sự biến đổi của ψ_2 , làm cho ψ_2 biến đổi theo quy luật hàm mũ với hằng số thời gian T_2 . Khi ψ_2 đạt đến trạng thái ổn định, $p\psi_2 = 0$, do đó $i_{M2} = 0$, $\psi_{2\infty} = L_m i_{M1}$, tức là giá trị ổn định của ψ_2 do một mình i_{M1} quyết định.

Quan hệ trạng thái động của dòng điện mạch stator i_{T1} và dòng điện mạch rotor i_{T2} trên trục T phải thỏa mãn công thức (8.118), hoặc viết thành:

$$i_{T2} = -\frac{L_m}{L_r} i_{T1} \quad (8.125)$$

Từ đó chứng tỏ, nếu i_{T1} đột ngột thay đổi, i_{T2} lập tức biến đổi theo, không có quán tính, đó là vì sau khi định hướng từ trường rotor, trên trục T không tồn tại từ thông rotor. Nghiên cứu tiếp công thức mômen (8.120):

$$M_{dt} = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{T1} \psi_2$$

Có thể cho rằng, i_{T1} là thành phần mômen của dòng điện mạch stator (xem hình 8.45). Khi i_{M1} không thay đổi, tức là ψ_2 không thay đổi, nếu i_{T1} thay đổi, mômen M_{dt} lập tức thay đổi theo quan hệ tỷ lệ thuận với nó, không hề bị chậm sau.

Tóm lại, do tọa độ M, T theo định hướng theo từ trường rotor, giữa hai thành phần dòng điện stator đã thực hiện xóa bỏ được ràng buộc (trong phương trình ma trận đã xuất hiện yếu tố 0), i_{M1} quyết định từ thông ψ_2 , còn i_{T1} thì chỉ ảnh hưởng đến mômen, tương tự như dòng điện kích từ và dòng điện phản ứng trong động cơ điện một chiều, như vậy đã đơn giản hoá rất nhiều vấn đề điều khiển hệ thống điều tốc biến tần - động cơ xoay chiều.

Giải quyết vấn đề điều khiển tần số phối hợp với điều khiển dòng điện, từ hàng thứ 4 trong công thức (8.121) có thể thấy:

$$0 = \omega_s(L_m i_{M1} + L_r i_{M2}) + R_2 i_{M2} = R_2 i_{M2} + \omega_s \psi_2$$

$$\text{cho nên:} \quad \omega_s = -\frac{R_2}{\psi_2} i_{T2} \quad (8.126)$$

Lấy (8.125) thay vào (8.126), đồng thời xét tới $T_2 = L_r/R_2$, ta có:

$$\omega_s = -\frac{L_m i_{T1}}{T_2 \psi_2} \quad (8.127)$$

Đây chính là phương trình điều khiển tần số trượt.

8.8.4. Hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp nguồn dòng điện điều khiển mômen dạng tần số trượt mạch vòng hở từ thông

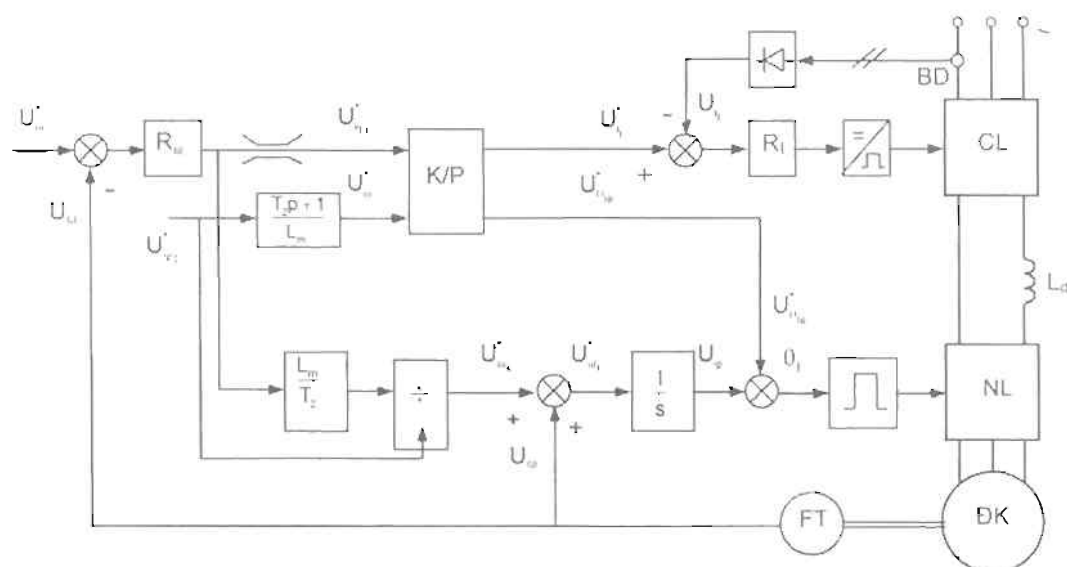
Sơ đồ khối nguyên lý của hệ thống này như trên hình 8.51. Trên cơ sở của hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp nguồn dòng điện điều khiển tần số trượt thể hiện trên hình 8.37, đem quan hệ hàm số $M_{dt} \sim \omega_s$ và $I_1 = f(\omega_s)$ rút ra từ đặc tính trạng thái ổn định đổi thành bộ điều khiển vector xuất phát từ mô hình toán học trạng thái động, là sẽ nhận được hệ thống điều khiển vector kiểu tần số trượt. Như vậy, những chỗ còn khiếm khuyết của hệ thống điều khiển tần số trượt đã trình bày trong mục 8.6.4 phần lớn đã được khắc phục, từ đó nâng cao rất nhiều chất lượng động của hệ thống.

Đặc điểm chủ yếu của hệ thống này như sau:

1. Đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ R_w là tín hiệu đặt của thành phần mômen điện từ dòng điện stator, tương đương với tín hiệu đặt của dòng điện phản ứng trong hệ thống điều tốc một chiều hai mạch vòng kín.

2. Quan hệ giữa tín hiệu đặt của thành phần kích từ dòng điện stator u_{lm}^* và tín hiệu đặt của từ thông rotor $u_{\psi_r}^*$ dựa trên cơ sở việc xây dựng phương trình điều khiển vector (8.123), trong đó khâu vi phân tỷ lệ làm cho i_{M1} ở trạng thái động có tác dụng cường bức kích từ để khắc phục sự chậm sau của từ thông thực tế.

3. Tín hiệu $u_{\tau_1}^*$ và $u_{\tau_2}^*$ sau khi qua bộ biến đổi tọa độ vuông góc/tọa độ cực (K/P) tạo ra tín hiệu đặt biên độ dòng điện stator u_n^* và tín hiệu đặt góc pha $u_{\theta_{ip}}^*$. Tín hiệu thứ nhất qua bộ điều chỉnh dòng điện R_I không chế độ lớn dòng điện stator, tín hiệu thứ hai không chế thời điểm kích phát đổi pha của bộ nghịch lưu, nhằm xác định vị trí pha của dòng điện stator. Vị trí pha của dòng điện stator điều khiển được kịp thời hay không là hết sức quan trọng đối với việc tạo ra mômen ở trạng thái động. Trong trường hợp giới hạn, nếu giá trị biên độ lớn, nhưng pha chậm sau tới 90° , mômen tạo ra sẽ bằng không.



Hình 8.51. Hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp nguồn dòng

R_m – bộ điều chỉnh tốc độ quay; R_l – bộ điều chỉnh dòng điện;

K/P - bộ biến đổi tọa độ vuông góc / tọa độ cực.

4. Quan hệ giữa tín hiệu tần số trượt $u_{\omega_i}^*$ và $u_{i_{TL}}^*$, u_{φ}^* phù hợp với một phương trình điều khiển vector khác, phương trình (8.125).

5. Tín hiệu tần số stator được xác định bằng $u_{w1} = u_{w0} + u_{w\alpha}$, chính vì vậy mà những ưu điểm chủ yếu của điều khiển tần số trượt đã được bảo lưu. Tín hiệu u_{φ} của góc pha φ của trục M (phương của từ thông rotor) do tích phân của u_{w1} tạo ra quyết định, quay theo hệ tọa độ, giá trị của φ không tăng lên liên tục, kết quả tích phân là như thế, nó đã

thay thế bộ đếm hình vòng. Trong mạch điện thực tế, giá trị của φ không tăng lên vô hạn mà thay đổi tuần hoàn trong phạm vi từ 0 đến 2π . Góc θ_1 là góc gồm góc giữa vector dòng điện i_1 với trục M cộng thêm góc φ (φ là góc giữa trục M với trục α hay trục pha A), nhằm bảo đảm điều khiển góc pha kịp thời (xem hình 8.45).

Cấu trúc hệ thống điều tốc vector dạng tần số trượt là đơn giản, ý tưởng rõ ràng, chất lượng động đạt được về cơ bản có thể so sánh ngang với hệ thống điều khiển hai mạch vòng kín động cơ điện một chiều và đã được ứng dụng khá phổ biến. So sánh với ý tưởng cấu trúc hệ thống điều khiển vector, chỉ có dùng phép chuyển đổi K/P thay thế cho phép biến đổi VR^{-1} và 2/3, hiệu quả là như nhau. Hệ thống điều khiển lúc dùng mạch điện tử tương tự, ngoài bộ khuếch đại thuật toán ra, còn yêu cầu bộ toán nhân có độ chính xác rất cao và ít bị ảnh hưởng của nhiệt độ. Nếu ứng dụng điều khiển số, thì dùng phần mềm cho bộ điều khiển vector là không có khó khăn gì.

Hệ thống điều khiển vector dạng tần số trượt theo định hướng từ trường của hệ tọa độ M, T được xác định với tín hiệu đặt và được bảo đảm bằng phương trình điều khiển vector, nhưng chưa kiểm nghiệm vị trí của từ thông rotor trong vận hành hệ thống thực tế, trường hợp này thuộc về định hướng từ trường gián tiếp. Trong quá trình động, biên độ và góc pha của dòng điện thực tế so với giá trị đặt của nó bao giờ cũng có sai lệch, tham số thực tế không hoàn toàn giống với tham số được dùng trong phương trình điều khiển vector, điều này dẫn tới sai số về định hướng từ trường, do đó ảnh hưởng tới tính ổn định trạng thái động của hệ thống. Đó là nhược điểm của định hướng từ trường gián tiếp. Ngoài ra còn có ảnh hưởng tham số, chẳng hạn như do biến đổi của nhiệt độ động cơ và thay đổi của hiệu ứng bề mặt lúc có tần số khác nhau làm thay đổi điện trở của rotor, do mức độ bão hòa khác nhau ảnh hưởng tới điện cảm, những điều này khó tránh khỏi. Như vậy, các giá trị u_{m1}^* và u_{m2}^* tìm được từ tham số cho trước cũng không phù hợp với trị số thực tế cần có. Để giải quyết vấn đề này, nhiều công trình nghiên cứu đã được thực hiện và đã thu nhiều kết quả về lý thuyết và thực nghiệm.

Xem xét từ một phương diện khác, muốn cho hệ thống điều khiển vector có được chất lượng động như hệ thống điều tốc một chiều, từ thông rotor trong quá trình động đã thực sự không đổi hay chưa là một điều kiện quan trọng. Trong hệ thống như trên hình 8.51 đối với không chế từ thông trên thực tế là mạch vòng hở, ở trạng thái động kháng định là có sai lệch. Muốn giải quyết vấn đề này cần phải tăng phản hồi từ thông và bộ điều chỉnh từ thông, hoặc sử dụng định hướng từ thông rotor thực tế, tức là định hướng từ trường trực tiếp. Các mục nhỏ sau đây sẽ khảo sát cụ thể thêm vấn đề này.

8.8.5. Mô hình quan sát từ thông rotor

Dù cho là phản hồi từ thông, hay sử dụng định hướng từ trường trực tiếp, đều phải đo cho được biên độ và góc pha của từ thông rotor thực tế. Lúc mới đầu đưa ra hệ thống điều khiển vector, đã từng sử dụng phương pháp trực nghiệm trực tiếp để nhận được tín hiệu từ thông thực tế của rotor, một loại là những cuộn dây đo kiểm được lắp ngầm trong rãnh của động cơ, một loại khác là những lá cảm biến dán lên mặt trong của stator, hoặc là những linh kiện khác nhạy cảm với từ. Về mặt lý thuyết mà nói, đo trực tiếp thường chính xác hơn. Trên thực tế các linh kiện nhạy cảm với từ và cuộn dây lắp trong rãnh đều gặp nhưng rắc rối về công nghệ và chế tạo, đặc biệt là ảnh hưởng của tiếng ồn bánh răng, làm cho thành phần xung khá lớn chứa trong tín

hiệu đo kiểm, khi tốc độ càng thấp ảnh hưởng càng nghiêm trọng. Vì vậy, ngày nay trong hệ thống thực tế, phần lớn sử dụng phương pháp quan sát gián tiếp, tức là đo được các đại lượng vật lý dễ đo như điện áp, dòng điện hoặc tốc độ quay, sử dụng mô hình quan sát từ thông rotor để kịp thời tính toán ra biên độ và góc pha của từ thông.

Sử dụng các phương pháp tổ hợp khác nhau của các đại lượng vật lý đo được thực tế có thể nhận được rất nhiều mô hình quan sát từ thông rotor, dưới đây sẽ đưa ra hai ví dụ điển hình để so sánh.

8.8.5.1. Mô hình quan sát từ thông rotor trên hệ tọa độ cố định hai pha

Từ dòng điện 3 pha mạch stator đo được, thông qua phép biến đổi 3/2 dễ dàng nhận được dòng điện $i_{\alpha 1}$ và $i_{\beta 1}$ trên hệ tọa độ 2 pha, sau đó sử dụng công thức (8.122) tính toán ra được thành phần từ thông rotor trên các trục α , β là:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 2} &= L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} &= L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \end{aligned} \right\} \quad (8.128)$$

$$\text{còn:} \quad \left. \begin{aligned} i_{\alpha 2} &= \frac{1}{L_r} (\psi_{\alpha 2} - L_m i_{\alpha 1}) \\ i_{\beta 2} &= \frac{1}{L_r} (\psi_{\beta 2} - L_m i_{\beta 1}) \end{aligned} \right\} \quad (8.129)$$

Từ hàng thứ ba và thứ tư của phương trình ma trận điện áp trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ trong công thức (8.111), đồng thời đặt $u_{\alpha 2} = 0$, $u_{\beta 2} = 0$, ta được:

$$L_m p i_{\alpha 1} + L_r p i_{\alpha 2} + \omega (L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2}) + R_2 i_{\alpha 2} = 0$$

$$L_m p i_{\beta 1} + L_r p i_{\beta 2} - \omega (L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2}) + R_2 i_{\beta 2} = 0$$

Lấy các công thức (8.128) và (8.129) thay vào biểu thức trên:

$$p \psi_{\alpha 2} + \omega \psi_{\beta 2} + \frac{1}{T_2} (\psi_{\alpha 2} - L_m i_{\alpha 1}) = 0$$

$$p \psi_{\beta 2} + \omega \psi_{\alpha 2} + \frac{1}{T_2} (\psi_{\beta 2} - L_m i_{\beta 1}) = 0$$

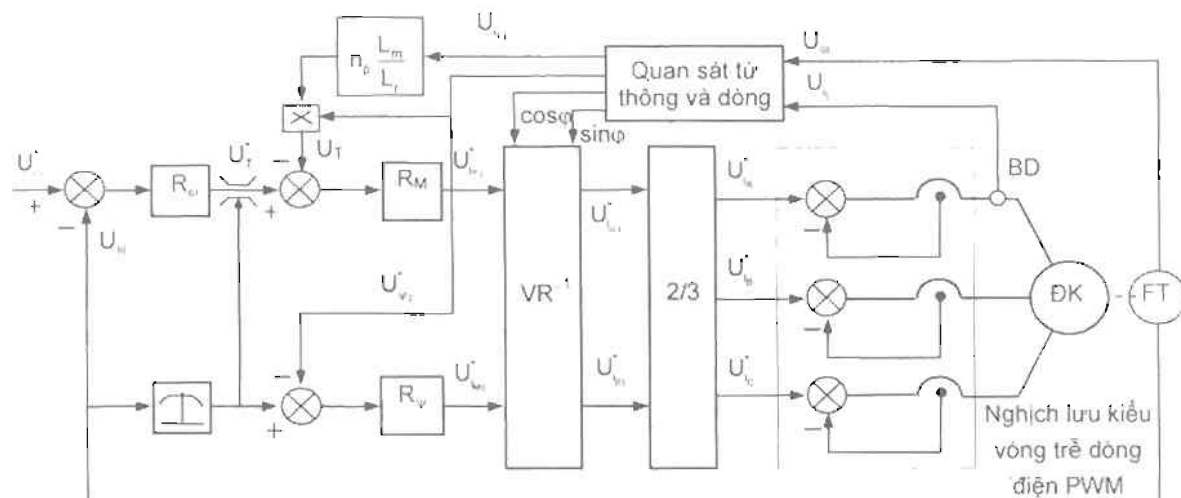
Sau khi biến đổi sẽ được mô hình quan sát từ thông rotor:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 2} &= \frac{1}{T_2 p + 1} (L_m i_{\alpha 1} - \omega T_2 \psi_{\beta 2}) \\ \psi_{\beta 2} &= \frac{1}{T_2 p + 1} (L_m i_{\beta 1} - \omega T_2 \psi_{\alpha 2}) \end{aligned} \right\} \quad (8.130)$$

Dựa vào mô hình này xây dựng được sơ đồ khối tính toán thành phần từ thông rotor như hình (8.52). Đã có được $\psi_{\alpha 2}$ và $\psi_{\beta 2}$, muốn tính biên độ và góc pha của ψ_2 là rất dễ dàng.

Hình 8.52 thích hợp cho điều khiển analog, sử dụng một số bộ khuếch đại thuật toán và bộ tính nhân là có thể thực hiện được. Khi ứng dụng điều khiển số, do quan hệ giữa $\psi_{\alpha 2}$ và $\psi_{\beta 2}$ gắn bó rất chặt chẽ, nên khi tính toán tách rời ra thường không hội tụ, không giống như mô hình quan sát thứ hai được giới thiệu sau đây.

8.8.6. Hệ thống điều tốc biến tần PWM với mạch vòng kín từ thông và tốc độ quay kiểu mạch vòng trễ dòng điện



Hình 8.54. Hệ thống điều tốc biến tần PWM kiểu vòng trễ dòng điện với mạch vòng kín từ thông và tốc độ quay

R_{ω} – bộ điều chỉnh tốc độ quay; R_M – bộ điều chỉnh mômen;

R_w – bộ điều chỉnh từ thông; FT – bộ cảm biến tốc độ quay

Sử dụng điều khiển mạch vòng kín từ thông có thể cải thiện tính ổn định của từ thông trong quá trình động, từ đó nâng cao chất lượng động của hệ thống điều khiển vector (so với hệ thống mạch vòng hở từ thông). Tuy nhiên như đã chỉ ra trước đây, nếu độ chính xác của bản thân mô hình quan sát từ thông chịu ảnh hưởng của sự thay đổi tham số, dẫn tới làm méo tín hiệu phản hồi, thì khó lòng khẳng định độ chính xác của hệ thống điều khiển mạch vòng kín từ thông đạt được cao hơn so với hệ thống điều khiển trượt mạch vòng hở từ thông.

Hình 8.54 mô tả hệ thống điều khiển vector mà tốc độ quay và từ thông đều dùng điều khiển mạch vòng kín. Tại đây bộ biến tần đã dùng bộ PWM hiện đại nhất có cái mạch vòng trễ dòng điện, nguyên lý của nó đã giới thiệu ở mục 8.3. Mục tiêu của toàn bộ hệ thống này và ý tưởng của hệ thống điều khiển vector như trên hình 8.50 là rất giống nhau. Trong đó đã xét tới lượng tăng và giảm từ thông và đôi chiều của dòng điện, tín hiệu cho trước của từ thông nhận được từ khâu tạo hàm số điều khiển, tín hiệu cho trước của mômen cũng chịu sự điều khiển của tín hiệu từ thông. Dùng bộ điều chỉnh mômen R_M thay thế cho bộ điều chỉnh dòng điện của trục T, tín hiệu phản hồi mômen là dựa vào biểu thức (8.120) nhờ vào phép tính thành phần trên trục T của dòng điện stator và từ thông của rotor.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 8

8.1. Khi điều chỉnh tốc độ DK bằng phương pháp thay đổi tần số điện áp cấp cho mạch stator ở vùng tần số thấp hơn tần số cơ bản (tần số định mức), muốn giữ được từ thông khe hở không khí Φ_m không đổi thì cần đảm bảo quan hệ nào?

- 8.2. Tại sao khi điều chỉnh ở vùng tần số cao hơn tần số cơ bản bắt buộc phải giảm từ thông khe hở không khí Φ_m khi tăng tần số?
- 8.3. Các quan hệ thường sử dụng khi điều tốc bằng thay đổi tần số nguồn?
- 8.4. Các bộ biến tần tĩnh áp dụng trong điều tốc DK? Ưu nhược điểm và phạm vi sử dụng của mỗi loại bộ biến tần?
- 8.5. Nguyên tắc thay thế mỗi nửa chu kỳ điện áp hình sin bằng chuỗi xung điều chế độ rộng xung hình sin (SPWM)?
- 8.6. Cấu trúc mạch điện của bộ biến tần với nghịch lưu điều chế độ rộng xung hình sin (SPWM) và nguyên lý làm việc?
- 8.7. Quan hệ giữa chuỗi xung SPWM và sóng điều chế ở đầu vào bộ điều chế của nghịch lưu?
- 8.8. Điều chế đồng bộ, không đồng bộ và phân đoạn đồng bộ? Ưu nhược điểm của mỗi phương pháp điều chế?
- 8.9. Nghịch lưu SPWM áp dụng phương pháp loại bỏ sóng hài chỉ định? Ưu nhược điểm và phạm vi ứng dụng?
- 8.10. Nghịch lưu SPWM sử dụng bộ điều khiển vòng trễ dòng điện? Ưu nhược điểm và phạm vi ứng dụng?
- 8.11. Khái niệm về điều khiển tần số trượt? Phương trình cơ bản của điều khiển tần số trượt?
- 8.12. Cấu trúc điều khiển tần số trượt khi áp dụng điều khiển tỷ số $U/f = \text{const}$?
- 8.13. Tại sao cần phải xây dựng mô hình toán học nhiều biến số đối với động cơ không đồng bộ ba pha? Mô hình toán học nhiều biến số của động cơ không đồng bộ ba pha?
- 8.14. Khái niệm về phép biến đổi tọa độ và khả năng ứng dụng của nó để biến đổi mô hình toán của động cơ không đồng bộ ba pha?
- 8.15. Ma trận chuyển đổi tọa độ từ ba pha sang hai pha $C_{3/2}$ và ma trận chuyển đổi từ hệ hai pha sang ba pha $C_{2/3}$ với điều kiện công suất bất biến?
- 8.16. Ma trận chuyển từ hệ ba pha cố định và ba pha quay sang hệ hai pha quay và ngược lại ($C_{3s/2r}$, $C_{3r/2r}$ và $C_{2r/3s}$, $C_{2r/3r}$)?
- 8.17. Mô hình toán học tương đương của động cơ không đồng bộ ba pha trên hệ tọa độ hai pha cố định α , β ?
- 8.18. Mô hình toán học tương đương của động cơ không đồng bộ ba pha trên hệ tọa độ hai pha quay bất kỳ d , q ?
- 8.19. Mô hình toán học tương đương của động cơ không đồng bộ ba pha trên hệ tọa độ hai pha quay đồng bộ với từ trường stator và định hướng theo từ thông rotor (hệ tọa độ M , T) ?
- 8.20. Ý tưởng về hệ điều tốc động cơ không đồng bộ ba pha sử dụng biến tần điều khiển vector?
- 8.21. Các phương pháp quan sát từ thông rotor thường áp dụng trong biến tần điều khiển vector? Ưu nhược điểm của từng phương pháp?
- 8.22. Xây dựng cấu trúc của hệ điều tốc động cơ không đồng bộ sử dụng biến tần điều khiển vector với phần nghịch lưu áp dụng phương pháp điều khiển vòng trễ dòng điện?

Chương 9

HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC NỔI CẤP ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU KHÔNG ĐỒNG BỘ ROTOR DÂY QUẮN

9.1. NGUYÊN LÝ ĐIỀU TỐC NỔI CẤP VÀ CÁC DẠNG CƠ BẢN CỦA NÓ

Các hệ thống truyền động điện xoay chiều đã trình bày trong hai chương 7 và 8 đều đưa các tham số điều khiển vào từ phía stator của động cơ để thay đổi tốc độ quay của động cơ (như chỉ thay đổi điện áp cấp điện cho stator, thay đổi đồng thời điện áp cấp điện cho stator và tần số). Đây là hướng điều chỉnh duy nhất đối với động cơ không đồng bộ xoay chiều rotor lồng sóc (rotor ngắn mạch). Đối tượng nghiên cứu trong chương này là động cơ rotor dây quấn, do cuộn dây rotor của nó liên hệ với thiết bị điện bên ngoài thông qua vành trượt, nên ngoài cách điều khiển điện áp và tần số ở phía stator ra, còn có thể thực hiện điều tốc từ phía mạch rotor. Tham số có thể điều chỉnh phía rotor của động cơ không đồng bộ là các đại lượng như dòng điện, sức điện động, điện trở. Thông thường, ở trạng thái ổn định, dòng điện mạch rotor xác định theo độ lớn của phụ tải, không thể điều chỉnh tùy ý được. Như đã nêu, việc điều tốc động cơ khi tác động từ phía rotor có thể tác động vào một số tham số, chương này chỉ nghiên cứu tác động điều chỉnh nhờ sức điện động phụ đưa vào mạch rotor.

9.1.1. Sự làm việc của động cơ không đồng bộ khi rotor có thêm sức điện động

Khi động cơ không đồng bộ làm việc, sức điện động pha mạch rotor của nó là:

$$E_2 = sE_{20} \quad (9.1)$$

trong đó s là hệ số trượt của động cơ không đồng bộ;

E_{20} là sức điện động pha của động cơ không đồng bộ rotor dây quấn khi rotor đứng yên, hay gọi là sức điện động mạch hở, và nó là sức điện động pha định mức mạch rotor nếu đặt vào mạch stator điện áp xoay chiều với tần số và giá trị bằng định mức.

Công thức (9.1) cho thấy, trị số của sức điện động E_2 của rotor tỷ lệ thuận với hệ số trượt s , đồng thời tần số f_2 của nó cũng tỷ lệ thuận với s : $f_2 = sf_1$. Lúc rotor được nối dây bình thường, phương trình dòng điện pha rotor là:

$$I_2 = \frac{sE_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{20})^2}}$$

trong đó: R_2 là điện trở mỗi pha của cuộn dây rotor;

X_{20} là điện kháng tản của mỗi pha cuộn dây rotor khi $s = 1$.

Giả thiết trong mạch rotor được đưa vào một sức điện động phụ E_{ph} điều khiển được và mắc nối tiếp với sức điện động E_2 của mạch rotor. Sức điện động phụ E_{ph} cùng tần số, nhưng có thể trùng pha hoặc ngược pha với sức điện động rotor E_2 , như trên hình 9.1. Trong trường hợp này, phương trình dòng điện sẽ là:

$$I_2 = \frac{sE_{20} \pm E_{ph}}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{20})^2}} \quad (9.2)$$

Khi mômen phụ tải của hệ truyền động M_c là hằng, có thể coi dòng điện rotor I_2 ở trạng thái ổn định cũng là hằng. Giả thiết trước khi chưa có sức điện động phụ, động cơ đang làm việc ổn định với giá trị hệ số trượt $s = s_1$. Sau khi đưa sức điện động phụ ngược dấu vào, do mômen phụ tải là hằng số nên khi động cơ làm việc ổn định, về trái công thức (9.2) phải giữ nguyên ($I_2 = \text{const}$), vì thế hệ số trượt của động cơ buộc phải tăng lên. Quá trình này cũng có thể mô tả là tại thời điểm đưa sức điện động phụ ngược pha ($-E_{ph}$) với E_2 vào mạch rotor đã làm giảm sức điện động tổng, dòng điện cũng theo đó giảm xuống, làm cho mômen điện từ của động cơ cũng giảm xuống. Do mômen phụ tải không thay đổi, nên động cơ phải giảm tốc độ, tức là hệ số trượt s tăng lên, dẫn đến sức điện động E_2 tăng lên làm cho dòng I_2 tăng lên, cho đến khi $s = s_2$ ($s_2 > s_1$), dòng điện của mạch rotor phục hồi về giá trị ban đầu, động cơ bước vào giai đoạn ổn định mới. Lúc này cần thỏa mãn quan hệ:

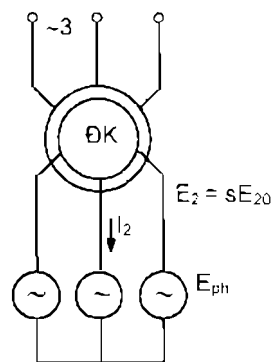
$$\frac{s_2 E_{20} - E_{ph}}{\sqrt{R_2^2 + (s_2 X_{20})^2}} = I_2 = \frac{s_1 E_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (s_1 X_{20})^2}}$$

Tương tự, đưa vào sức điện động phụ $+E_{ph}$ có thể làm cho tốc độ quay của động cơ tăng lên. Vì vậy từ phía mạch rotor của động cơ không đồng bộ rotor dây quấn đưa vào một sức điện động phụ điều khiển được, có thể thực hiện điều chỉnh tốc độ của động cơ.

9.1.2. Tạo lập sức điện động phụ và sơ đồ hệ thống truyền động điều tốc nói cấp

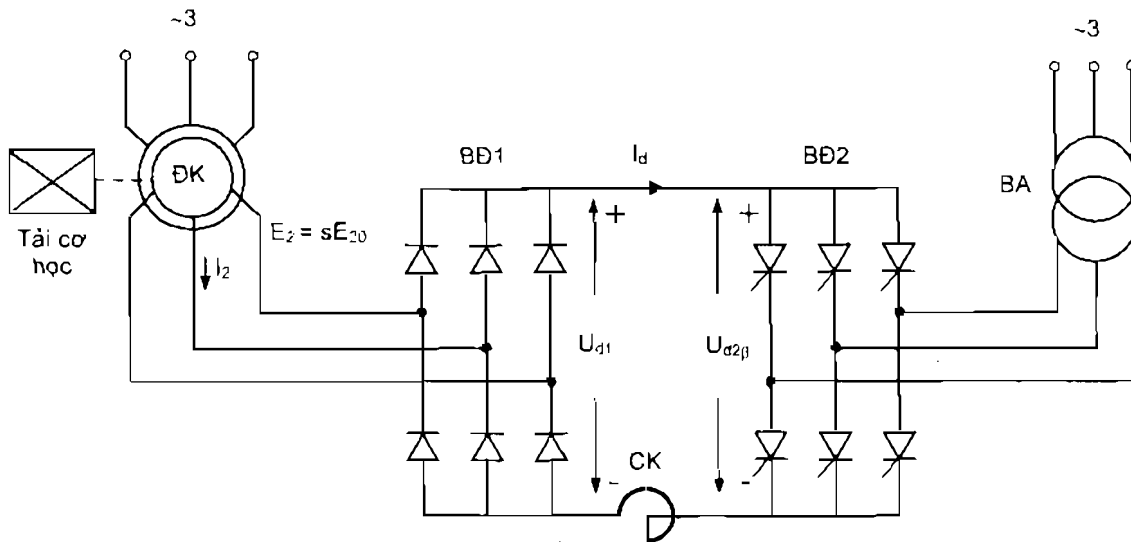
Đưa sức điện động phụ vào mạch rotor động cơ không đồng bộ rotor dây quấn rõ ràng là có thể làm thay đổi tốc độ quay của động cơ, nhưng do tần số của sức điện động cảm ứng E_2 của mạch rotor động cơ điện thay đổi theo hệ số trượt, nên tần số của sức điện động phụ cũng buộc phải thay đổi theo tốc độ quay của động cơ.

Để giải quyết vấn đề này một cách đơn giản nhất, trong hệ thống thực tế, đầu tiên dòng điện xoay chiều trong mạch cuộn dây rotor động cơ được biến đổi thành sức điện động một chiều, sau đó so sánh nó với sức điện động phụ một chiều, điều khiển giá trị biên độ sức điện động phụ một chiều là có thể điều chỉnh được tốc độ quay của động cơ. Như vậy đã chuyển vấn đề thay đổi được tần số và giá trị của sức điện động phụ xoay chiều sang vấn đề điều chỉnh giá trị của sức điện động phụ một chiều không liên quan gì đến tần số, làm cho việc phân tích và điều khiển dễ dàng đi rất nhiều. Rõ ràng là có thể dùng một thiết bị chỉnh lưu để biến đổi sức điện động xoay chiều thành sức điện động một chiều, đồng thời lại sử dụng một bộ chỉnh lưu có điều khiển dùng tiristor để tạo ra điện áp một chiều điều khiển được để làm sức điện động phụ của mạch rotor. Vấn đề đặt ra là sức điện động phụ một chiều này có yêu cầu kỹ thuật gì? Như phần trước đã trình bày, đầu tiên nó phải có khả năng điều khiển trơn để đáp ứng yêu cầu điều khiển trơn tốc độ động cơ. Ngoài ra, từ góc độ truyền công suất mà nói, nó phải có khả năng tiếp nhận được công suất trượt truyền từ phía rotor động cơ đến và sử dụng có hiệu quả nhất công suất ấy. Chẳng hạn như đưa trả về lưới điện xoay chiều, mà không dễ tiêu tán vô ích, như vậy chắc chắn sẽ nâng cao được hiệu suất của hệ điều tốc. Dựa vào hai yêu cầu đã trình bày trên đây, có thể nhận thấy rằng, sử dụng



Hình 9.1. Sơ đồ đầu s.đ.đ. phụ (E_{ph}) trong mạch rotor động cơ không đồng bộ

chỉnh lưu điều khiển bằng tiristor và không chế cho bộ biến đổi làm việc ở chế độ nghịch lưu để làm nguồn sức điện động phụ một chiều là hoàn toàn đáp ứng được các yêu cầu đã đặt ra.



Hình 9.2. Sơ đồ nguyên lý hệ thống truyền động nối cấp động cơ không đồng bộ

Dựa vào lý thuyết vừa trình bày ở trên có thể xây dựng được sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc nối cấp động cơ xoay chiều không đồng bộ rotor dây quấn như trên hình 9.2. Trong đó, động cơ không đồng bộ ĐK đang làm việc với hệ số trượt s , sức điện động rotor của nó sE_{20} qua bộ chỉnh lưu cầu 3 pha không điều khiển BD1 được biến đổi thành điện áp một chiều đầu ra U_{d1} . Bộ chỉnh lưu cầu 3 pha có điều khiển bằng các tiristor BD2 được không chế làm việc ở chế độ nghịch lưu, ngoài việc tạo ra điện áp đầu ra một chiều điều chỉnh được để làm vai trò sức điện động phụ, còn có thể đưa công suất trượt ở rotor động cơ sau khi đi qua bộ chỉnh lưu BD1, tiếp đến qua BD2 làm việc ở chế độ nghịch lưu được trả về mạng điện xoay chiều. Trong hình BA là máy biến áp nghịch lưu, L là bộ điện kháng san bằng. Cực tính của điện áp U_{d1} và $U_{d2\beta}$ cùng với chiều của dòng điện I_d được thể hiện trên hình vẽ. Vì vậy có thể viết được phương trình cân bằng sức điện động trong mạch điện một chiều chỉnh lưu như sau:

$$U_{d1} = U_{d2\beta} + I_d R$$

$$\text{hay:} \quad K_1 s E_{20} = K_2 U_2 \cos \beta + I_d R \quad (9.3)$$

trong đó: K_1, K_2 là các hệ số phụ thuộc vào loại sơ đồ bộ biến đổi BD1 và BD2, khi BD1 và BD2 đều dùng chỉnh lưu cầu 3 pha thì: $K_1 = K_2 \approx 2,34$

U_{d1} – sức điện động (cũng còn được gọi là điện áp) chỉnh lưu trung bình đầu ra của BD1;

U_2 – giá trị hiệu dụng điện áp pha thứ cấp của máy biến áp nghịch lưu BA;

$U_{d2\beta}$ – sức điện động (cũng còn được gọi là điện áp) nghịch lưu trung bình đầu ra của BD2;

β – góc điều khiển nghịch lưu của BD2;

R – điện trở tương đương của mạch rotor và máy biến áp quy đổi về phía một chiều.

Công thức (9.3) là công thức đơn giản được viết ra khi chưa kể tới ảnh hưởng của điện kháng tản của các cuộn dây rotor động cơ và của máy biến áp nghịch lưu. Từ trong công thức có thể thấy U_{d1} là lượng phản ánh hệ số trượt của động cơ; giữa I_d và dòng điện xoay chiều của rotor I_2 có quan hệ tỷ lệ cố định, vì vậy, nó có thể phản ánh gần đúng độ lớn của mômen điện từ của động cơ. Không chế góc nghịch lưu β của BD2 là có thể điều chỉnh điện áp nghịch lưu $U_{d2\beta}$.

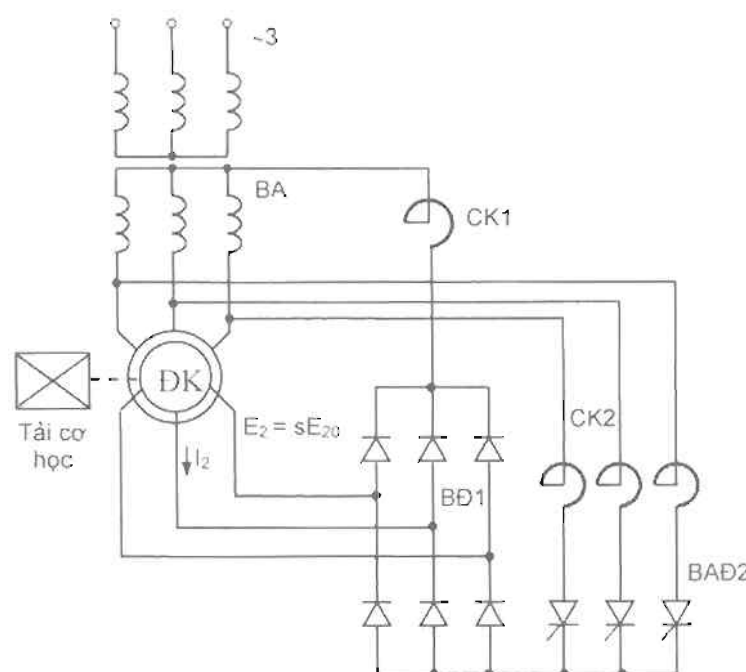
Khi động cơ làm việc ở trạng thái ổn định với mômen phụ tải bằng hằng số có thể coi $I_d = I_{d1} = \text{const}$, điều khiển tăng β làm cho điện áp trung bình nghịch lưu $U_{d2\beta}$ (tương đương với sức điện động phụ) lập tức giảm xuống, nhưng do có quán tính cơ học tốc độ quay của động cơ vẫn chưa kịp thay đổi, nên U_{d1} vẫn giữ nguyên giá trị ban đầu, dựa vào biểu thức (9.3) có thể thấy dòng điện một chiều I_d tăng lên, tương ứng dòng điện rotor I_2 cũng tăng lên, động cơ tăng tốc; sự tăng tốc độ động cơ làm cho điện áp chỉnh lưu rotor U_{d1} đó giảm xuống, dần dần làm cho dòng điện I_d giảm xuống, cho đến khi I_d giảm về bằng I_{d1} và hệ thống đạt trạng thái cân bằng mới với tốc độ động cơ cao hơn. Tương tự, giảm trị số β có thể làm cho động cơ làm việc ở tốc độ ổn định thấp hơn. Trên đây chính là nguyên lý làm việc của hệ thống điều tốc nối cấp truyền động điện động cơ không đồng bộ rotor dây quấn sử dụng các linh kiện điện tử công suất. Trong hình 9.2 ngoài động cơ ra, các linh kiện, các chi tiết đều ở dạng cố định, vì thế còn được gọi là hệ thống điều tốc nối cấp kiểu cố định (tĩnh). Từ cách liên kết các các thiết bị này có thể thấy chúng đã tạo thành một bộ biến tần xoay chiều – một chiều – xoay chiều, nhưng do bộ nghịch lưu thông qua máy biến áp nghịch lưu nối với mạng điện xoay chiều, tần số đầu ra của nó là không đổi cho nên trên thực tế đây là một bộ nghịch lưu có nguồn (nghịch lưu phụ thuộc). Về mặt này mà nói, hệ thống điều tốc này có thể coi là hệ thống điều tốc biến tần trong mạch rotor của động cơ. Với hệ thống điều tốc nối cấp này, do trị số β có thể điều chỉnh trơn liên tục, làm cho tốc độ quay của động cơ cũng được điều chỉnh trơn liên tục. Ngoài ra, do công suất trượt của động cơ có thể thông qua bộ chỉnh lưu rotor biến đổi thành công suất một chiều, tiếp đến lại thông qua bộ nghịch lưu biến đổi thành công suất xoay chiều để trả về mạng điện xoay chiều. Vì thế nó đã giải quyết được hai vấn đề tồn tại của phương pháp điều tốc tón thất năng lượng trượt thông thường. Do đó phương pháp điều tốc nối cấp còn được gọi là phương pháp điều tốc kiểu phản hồi công suất trượt.

9.1.3. Các dạng khác của hệ thống điều tốc nối cấp

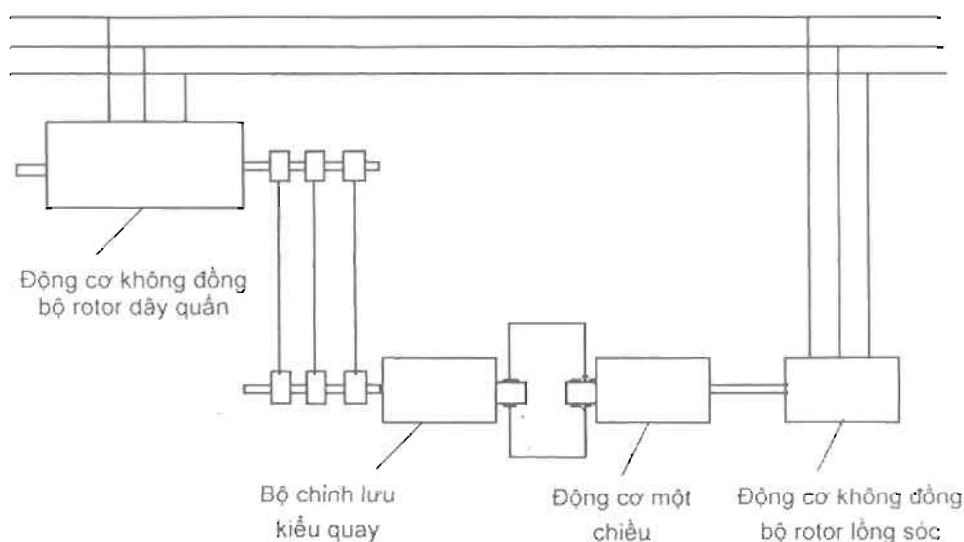
Hệ thống điều tốc nối cấp điện lực như trên hình 9.2 được xây dựng và phát triển bởi các linh kiện bán dẫn công suất được sản xuất ra trong những năm gần đây. Ngoài việc sử dụng bộ nghịch lưu mắc theo sơ đồ cầu ba pha, trong hệ thống điều tốc nối cấp điện lực cỡ trung bình và nhỏ, để giảm giá thành, đơn giản hoá mạch điện, BD2 có thể dùng sơ đồ hình tia ba pha, đồng thời sử dụng bộ điện kháng trong mạch nguồn xoay chiều của BD2 để loại bỏ máy biến áp nghịch lưu. Nguyên lý của nó như trên hình 9.3.

Hệ thống điều tốc nối cấp điện lực ở những thời kỳ đầu thường thông qua tổ máy điện quay biến đổi dòng điện nhằm đưa công suất trượt trở lại nguồn. Trong hệ thống này công suất trượt của động cơ không đồng bộ sau khi qua bộ chỉnh lưu kiểu quay được dùng để cấp cho động cơ một chiều, động cơ này dẫn động một động cơ không đồng bộ xoay chiều nhằm đưa công suất trả về cho lưới điện, như trên hình 9.4. Do

hệ thống như vậy khá phức tạp, các thiết bị phụ trợ nhiều và đều là thiết bị quay nên rất cồng kềnh, vì vậy rất khó ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp và hiện nay không còn được sử dụng.



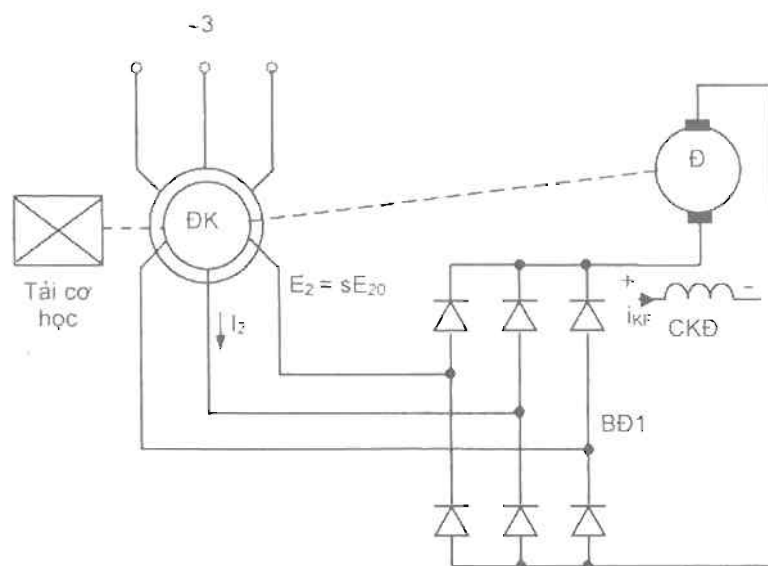
Hình 9.3. Sơ đồ nguyên lý hệ thống truyền động nối cấp điện lực với BD2 mắc theo sơ đồ tia ba pha



Hình 9.4. Hệ thống điều tốc nối cấp điện lực thời kỳ mới đầu

Ngoài hệ thống điều tốc nối cấp điện lực, còn có hệ thống điều tốc nối cấp cơ khí (hay còn gọi là hệ thống Kramer). Sơ đồ nguyên lý của hệ thống này như trên hình 9.5. Trong đó DK là động cơ không đồng bộ dùng để truyền động cho máy sản xuất, người ta nối trục DK với một động cơ một chiều kích từ độc lập Đ có cuộn kích từ

CKD có thể điều chỉnh được dòng kích từ i_{KF} . Công suất trượt của động cơ không đồng bộ rotor dây quấn sau khi biến đổi thành một chiều bởi bộ chỉnh lưu BD1 được dùng để cấp cho động cơ một chiều D, động cơ này thực hiện biến đổi toàn bộ công suất trượt thành công suất cơ khi trả về cho trục phụ tải. Như vậy là tương đương với việc đã tăng thêm một mômen dẫn động cho trục phụ tải, nhờ thế mà đã tận dụng rất tốt công suất trượt. Chỉ cần thay đổi giá trị dòng kích từ i_{KF} của động cơ điện một chiều là có thể thay đổi tốc độ quay của động cơ xoay chiều. Khi làm việc ổn định, sức điện động E_D của động cơ một chiều cân bằng với điện áp chỉnh lưu U_{dl} của mạch rotor, nếu tăng i_{KF} thì E_D tương ứng tăng lên làm cho dòng điện I_d của mạch một chiều giảm xuống, dẫn đến tốc độ động cơ giảm cho tới khi đạt tới trạng thái cân bằng mới, động cơ làm việc ổn định với hệ số trượt lớn hơn. Tương tự, nếu giảm i_{KF} , động cơ làm việc ở tốc độ quay cao hơn.



Hình 9.5. Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc nối cấp cơ khí

Đối với hệ thống điều tốc nối cấp cơ khí, từ góc độ truyền công suất mà nói, nếu bỏ qua toàn bộ tổn thất về cơ và điện trong hệ thống, công suất trượt của động cơ không đồng bộ có thể chuyển toàn bộ cho động cơ một chiều, động cơ D truyền công suất cơ học P_D cho trục rồi cho phụ tải. $P_D = sP_1$. Còn công suất cơ khí đưa ra trên trục động cơ không đồng bộ là $P_{DK} = P_1(1 - s)$, công suất $P_{cơ}$ mà phụ tải nhận được là tổng của hai công suất trên, trong đó P_1 là công suất mà lưới điện cấp cho động cơ không đồng bộ xoay chiều (đã giả thiết bỏ qua các tổn thất).

$$P_{cơ} = P_{DK} + P_D = P_1(1 - s) + sP_1 = P_1 = \text{const}$$

Có thể thấy rằng công suất nhận được trên trục phụ tải luôn luôn bằng P_1 và không phụ thuộc vào tốc độ quay của động cơ. Vì thế hệ thống điều tốc nối cấp cơ khí này thuộc loại hệ thống điều tốc công suất không đổi, còn hệ thống điều tốc nối cấp điện lực nói trên là hệ thống điều tốc mômen không đổi, nên công suất cơ tỷ lệ thuận với tốc độ quay.

Hệ thống điều tốc nối cấp cơ khí này cần phải bố trí thêm một động cơ một chiều, và công suất động cơ này tăng lên khi tăng phạm vi điều tốc, do nhược điểm này nên

nó ít được sử dụng. Trong nội dung tiếp sau của chương này chỉ tập trung nghiên cứu hệ thống điều tốc nối cấp điện lực cố định sử dụng các dụng cụ bán dẫn công suất.

9.2. CHẤT LƯỢNG HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC NỐI CẤP

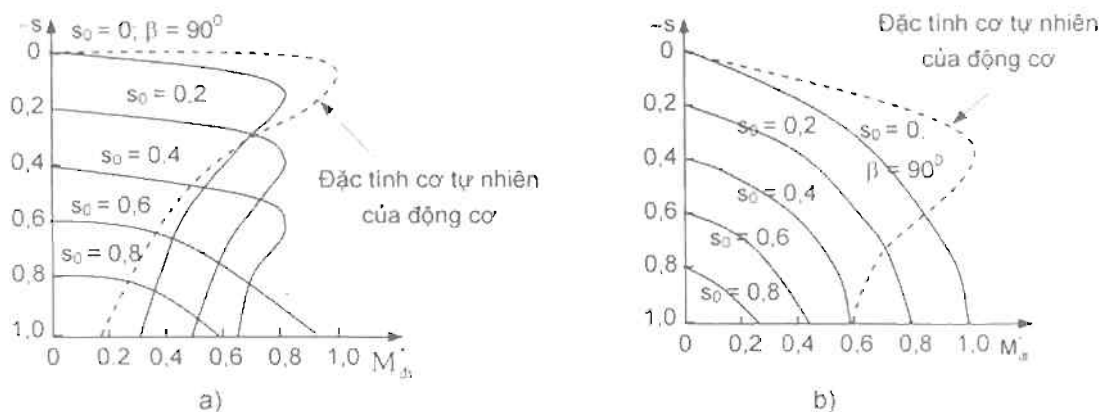
9.2.1. Đặc tính cơ của hệ thống điều tốc nối cấp

Tốc độ không tải lý tưởng của động cơ không đồng bộ rotor dây quấn khi điều tốc bằng điện trở phụ nối tiếp trong mạch rotor chính là tốc độ quay đồng bộ, và luôn luôn không đổi. Trong hệ thống điều tốc nối cấp do tốc độ từ trường quay của động cơ không đổi nên tốc độ quay đồng bộ của nó cũng không đổi. Nhưng tốc độ quay không tải lý tưởng của nó lại có thể điều chỉnh được. Từ công thức (9.3) có thể viết ra phương trình cân bằng sức điện động của mạch điện một chiều phía rotor khi làm việc không tải lý tưởng:

$$s_0 E_{20} = U_2 \cos \beta \rightarrow s_0 = \frac{U_2 \cos \beta}{E_{20}} \quad (9.4)$$

trong đó s_0 là hệ số trượt không tải lý tưởng, U_2 là điện áp hiệu dụng thứ cấp máy biến áp nghịch lưu BA, β là góc điều khiển nghịch lưu của BD2.

Từ công thức (9.4) có thể thấy, lúc thay đổi góc β , s_0 cũng tương ứng thay đổi, β càng lớn, s_0 càng nhỏ, nghĩa là tốc độ quay không tải lý tưởng của động cơ càng cao. Nói chung phạm vi điều chỉnh của góc nghịch lưu nằm trong khoảng $30^\circ \div 90^\circ$, giới hạn dưới của nó ($\beta_{\min} = 30^\circ$) phải đủ lớn để tránh lật đổ nghịch lưu, cũng có thể dựa vào các thông số điện lực của hệ thống để tính toán. Phạm vi điều chỉnh của góc β phụ thuộc vào giới hạn trên và giới hạn dưới của tốc độ động cơ khi điều tốc. Từ công thức (9.3) có thể thấy, với các góc β khác nhau, đường cong $M_{dt} = f(s)$ khi điều tốc nối cấp động cơ không đồng bộ là gần như song song, tương tự như đường đặc tính cơ của hệ điều tốc bằng thay đổi điện áp mạch phản ứng động cơ điện một chiều.



Hình 9.6. Đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nối cấp
a) Động cơ lớn ; b) Động cơ bé

Trong hệ thống điều tốc nối cấp, cuộn dây rotor động cơ không đồng bộ tuy không mắc nối tiếp với điện trở, nhưng vì trong mạch điện rotor có hai bộ chỉnh lưu, bộ điện kháng san bằng và máy biến áp nghịch lưu (các bộ phận này gọi chung là

thiết bị điều tốc nối cấp), nên trên thực tế tương đương như mạch rotor động cơ được mắc nối tiếp một điện trở và điện kháng ứng với một giá trị nào đó. Ảnh hưởng của nó ở bất cứ tốc độ nào cũng đều tồn tại, dù cho khi động cơ làm việc ở tốc độ cao nhất cũng vậy (tức là khi $\beta = 90^\circ$; $s_0 \approx 0$). Nó làm cho động cơ không đồng bộ trong hệ thống điều tốc nối cấp có đường đặc tính cơ mềm hơn so với đường đặc tính tự nhiên, nó cũng làm cho động cơ khi ở phụ tải định mức khó đạt được tốc độ quay định mức. Ảnh hưởng của điện kháng mạch rotor cộng thêm góc chuyển mạch (trùng dẫn) của bộ chỉnh lưu trong mạch rotor làm cho dòng điện rotor bị biến dạng, mômen cực đại của động cơ khi điều tốc nối cấp sẽ nhỏ hơn rất nhiều so với mômen cực đại của động cơ khi làm việc bình thường, mục sau sẽ chứng minh được trị số đó khoảng 17,4 %. Hình 9.6 đã vẽ ra các đường đặc tính cơ của hệ.

9.2.2. Máy biến áp nghịch lưu

Tương tự như máy biến áp chỉnh lưu trong hệ thống điều tốc động cơ một chiều sử dụng chỉnh lưu tiristor, bộ nghịch lưu bán dẫn tiristor của hệ thống điều tốc nối cấp thông thường cũng có máy biến áp và được gọi là máy biến áp nghịch lưu. Một trong những mục đích của nó là cách ly thiết bị chỉnh lưu điều khiển với mạng điện xoay chiều, nhằm hạn chế ảnh hưởng do dao động mạng điện gây ra đối với tiristor; mục đích thứ hai là để nhận được điện áp nghịch lưu phù hợp với sự làm việc của động cơ được điều khiển. Phải thấy rằng, việc tính toán dung lượng và điện áp thứ cấp ở máy biến áp nghịch lưu là hoàn toàn khác với máy biến áp chỉnh lưu. Trong hệ thống điều tốc một chiều, do điện áp phản ứng của động cơ một chiều đều là điện áp tiêu chuẩn 110V hay 220V, nên điện áp phía thứ cấp của máy biến áp chỉnh lưu chỉ liên quan tới cách đấu dây của cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp, chỉ cần thỏa mãn được yêu cầu điện áp định mức của động cơ là được.

Dung lượng của máy biến áp chỉnh lưu chỉ liên quan tới điện áp định mức và dòng điện định mức của động cơ, mà không phụ thuộc vào phạm vi điều tốc của động cơ. Trong hệ thống điều tốc nối cấp xoay chiều, điện áp mạch hồ rotor động cơ không đồng bộ rotor dây quấn khi công suất khác nhau, số đôi cực khác nhau và số hiệu động cơ khác nhau sẽ có trị số khác nhau, thậm chí có lúc độ chênh lệch khá lớn. Để có thể làm cho điện áp chỉnh lưu U_{d1} cân bằng với điện áp nghịch lưu $U_{d2\beta}$ buộc phải có điện áp phía xoay chiều bộ nghịch lưu phù hợp; hơn nữa điện áp này còn liên quan tới phạm vi điều tốc (tức là hệ số trượt không tải lý tưởng cực đại $s_{0\max}$) của động cơ, đương nhiên như thế đã ảnh hưởng tới việc chọn dung lượng máy biến áp nghịch lưu.

Để đơn giản dễ thấy, có thể dựa vào trạng thái làm việc không tải lý tưởng để tính chọn điện áp pha phía thứ cấp U_2 của máy biến áp nghịch lưu:

$$U_2 = \frac{s_0 E_{20}}{\cos \beta} = \frac{s_{0\max} E_{20}}{\cos \beta_{\min}} \quad (9.5)$$

trong đó: $s_{0\max}$ là hệ số trượt không tải lý tưởng cực đại ứng với tốc độ quay cực tiểu của động cơ không tải lý tưởng được xác định theo phạm vi điều tốc của hệ thống;

$\beta_{\min}$ là góc nghịch lưu khi làm việc với hệ số trượt cực đại, lúc này góc nghịch lưu nhỏ nhất thường chọn là $\beta_{\min} = 30^\circ$.

Từ công thức (9.5) có thể thấy, U_2 tỷ lệ thuận với phạm vi điều tốc và sức điện động mạch hồ của động cơ. Có thể giả thiết rằng, nếu không dùng máy biến áp nghịch

lưu, thì U_2 trong công thức chính là điện áp lưới điện xoay chiều, như vậy, lúc muốn thỏa mãn điều kiện $\beta_{\min} \approx 30^\circ$ khi $s_{0\max}$ là rất khó khăn, và thường là không thể được. Chẳng hạn $\beta_{\min}$ tính toán dựa vào biểu thức (9.5) có thể lên gần 90° , vì vậy phạm vi điều khiển quả hẹp.

9.2.3. Dung lượng (công suất) thiết bị điều tốc nối cấp

Phần trước đã chỉ ra rằng, thiết bị điều tốc nối cấp bao gồm tất cả các bộ phận lắp đặt vào nhằm thực hiện điều tốc nối cấp động cơ, không kể tới động cơ không đồng bộ. Khi sử dụng phương pháp điều tốc nối cấp, tổng dung lượng thiết bị cả hệ thống tăng lên nhiều, cấu trúc phức tạp; để đáp ứng tính kinh tế của cả hệ thống điều tốc buộc phải lựa chọn hợp lý, chính xác dung lượng các thiết bị bổ sung này.

Phần chủ yếu của dung lượng thiết bị điều tốc nối cấp là do bộ chỉnh lưu và máy biến áp nghịch lưu quyết định. Việc lựa chọn chúng phải xuất phát từ dòng điện và điện áp định mức động cơ, tổng dung lượng của chúng phụ thuộc vào công suất của bản thân động cơ xoay chiều và phạm vi điều tốc của hệ thống truyền động. Do phạm vi điều tốc càng lớn, thì $s_{0\max}$ cũng càng lớn, điều này làm cho các tiristor trong bộ chỉnh lưu phải làm việc nặng nề và cần phải chọn tiristor có điện áp định mức cao. Còn việc chọn cường độ dòng điện cho các tiristor chỉ liên quan tới phụ tải của động cơ điện, không phụ thuộc vào $s_{0\max}$. Các nghiên cứu cho thấy, dung lượng của thiết bị chỉnh lưu tỷ lệ thuận với phạm vi điều tốc.

Dung lượng định mức S_{dm} của máy biến áp nghịch lưu là:

$$S_{dm} \approx 3U_{2dm}I_{2dm}$$

$$U_{2dm} = \frac{s_{0\max}E_{20}}{\cos \beta_{\min}} = \frac{s_{0\max}E_{20}}{\cos 30^\circ} = 1,15s_{0\max}E_{20} \approx 1,15E_{20}\left(1 - \frac{1}{D}\right)$$

do đó:

$$S_{dm} = 3,45E_{20}I_{2dm}\left(1 - \frac{1}{D}\right) \quad (9.6)$$

trong đó: D là phạm vi điều tốc của hệ thống.

Từ công thức (9.6) có thể thấy, phạm vi điều tốc của hệ thống tăng lên thì S_{dm} cũng tăng lên. Điều này về mặt vật lý cũng rất dễ lý giải, bởi vì tùy theo mức tăng của phạm vi điều tốc của động cơ, công suất trượt trả về lưới điện qua thiết bị điều tốc nối cấp cũng tăng lên, buộc phải có thiết bị điều tốc nối cấp dung lượng lớn hơn để truyền và chuyển đổi được công suất trượt ấy.

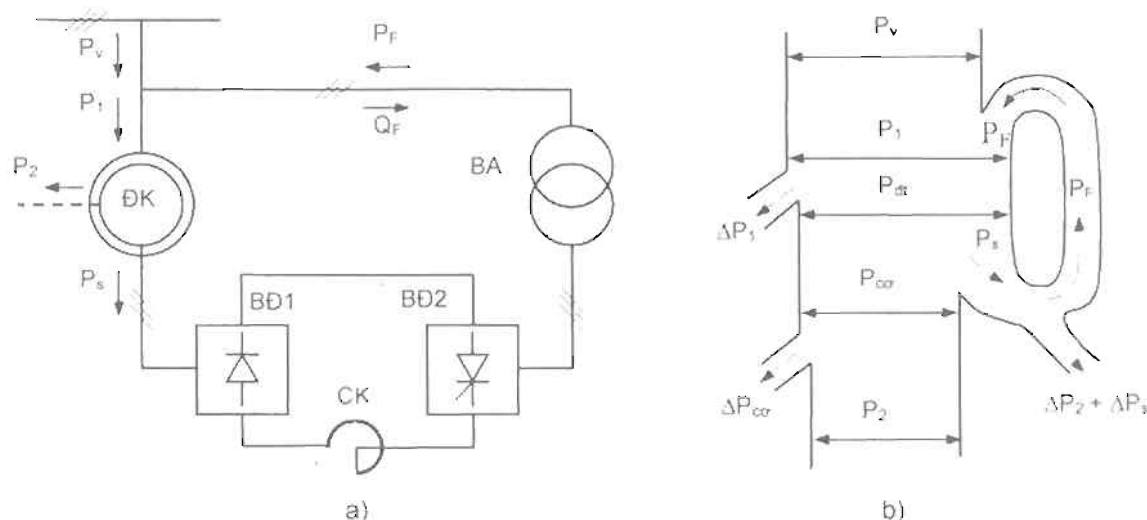
Xuất phát từ đặc điểm này, hệ thống điều tốc nối cấp được khuyến khích dùng vào trường hợp phạm vi điều tốc không lớn, ít sử dụng cho hệ điều tốc yêu cầu phạm vi điều chỉnh từ tốc độ gần bằng không đến tốc độ định mức.

9.2.4. Hiệu suất của hệ thống điều tốc nối cấp

Chỉ tiêu năng lượng là một trong những chỉ tiêu quan trọng để đánh giá chỉ tiêu kinh tế kỹ thuật của hệ thống điều tốc, mà hiệu suất và công suất là nội dung chủ yếu của nó.

Đối với hệ thống điều tốc nối cấp mà nói (xem hình 9.7a), giả thiết đưa vào mạch stator động cơ không đồng bộ công suất tác dụng là P_1 , sau khi trừ đi tổn thất stator ΔP_1 (bao gồm tổn thất trên dây đồng và tổn thất trên sắt từ của stator), phần công suất

còn lại được truyền qua khe hở không khí đến rotor động cơ và được gọi là công suất điện từ P_{dt} . Một bộ phận của P_{dt} được biến đổi thành công suất cơ học P_{co} ($P_{co} = (1 - s)P_{dt}$), công suất cơ P_{co} sau khi trừ đi tổn thất cơ học của động cơ ΔP_{co} thì phần công suất còn lại P_2 truyền cho phụ tải, $P_2 = P_{co} - \Delta P_{co}$. Một bộ phận khác của P_{dt} là công suất trượt $P_s = sP_{dt}$. Trong hệ thống điều tốc nối cấp, công suất trượt không bị tiêu tán toàn bộ, mà sau khi trừ đi tổn thất trong mạch rotor gồm tổn thất trên cuộn dây rotor ΔP_2 và tổn thất trên các phần tử nối cấp, phần chủ yếu còn lại được truyền qua bộ chỉnh lưu rotor và bộ nghịch lưu được trả về lưới điện. Bộ phận này gọi là công suất phản hồi P_F , và $P_F = P_s - \Delta P_2 - \Delta P_s$. Nếu đưa công suất phản hồi trở thành một phần công suất ở đầu vào stator động cơ, thì đối với hệ thống điều tốc nối cấp, công suất tác dụng mà nó nhận từ lưới điện là $P_v = P_1 - P_F$. Vì vậy có thể biểu diễn lưu đồ năng lượng của hệ thống nối cấp như trên hình 9.7b.



Hình 9.7. Phân tích hiệu suất hệ thống điều tốc nối cấp

a) Hướng đi của công suất hệ thống điều tốc nối cấp; b) Biểu đồ năng lượng hệ thống

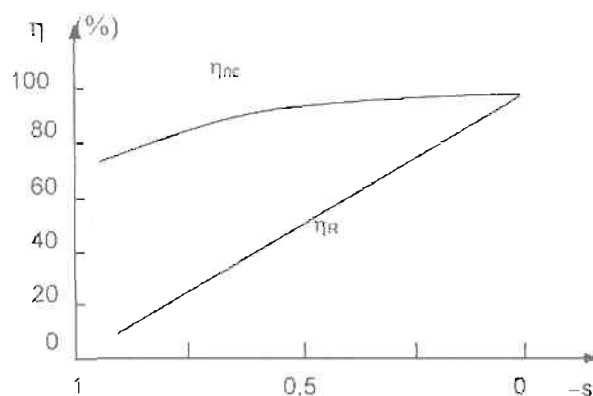
Tổng hiệu suất η_{nc} (chỉ số nc là viết tắt hệ thống điều tốc nối cấp) là tỷ số giữa công suất cơ đầu ra P_2 trên trục động cơ và công suất tác dụng P_v nhận vào từ lưới điện, có thể biểu thị nó theo công thức dưới đây:

$$\left. \begin{aligned} \eta_{nc} &= \frac{P_2}{P_v} \times 100\% = \frac{P_{co} - \Delta P_{co}}{P_1 - P_F} \times 100\% = \frac{P_{dt}(1-s) - \Delta P_{co}}{(P_{dt} + \Delta P_1) - (P_s - \Delta P_2 - \Delta P_s)} \times 100\% = \\ &= \frac{P_{dt}(1-s) - \Delta P_{co}}{P_{dt}(1-s) + \Delta P_1 + \Delta P_2 + \Delta P_s} \times 100\% \approx \frac{P_{dt}(1-s)}{P_{dt}(1-s) + \Delta P_s} \times 100\% \end{aligned} \right\} \quad (9.7)$$

Từ công thức trên có thể thấy, ΔP_{co} , ΔP_1 và ΔP_2 nhỏ hơn so với P_{dt} , vì thế tổng hiệu suất của hệ thống điều tốc nối cấp khá cao, hơn nữa lượng suy giảm của η_{nc} theo sự giảm tốc độ quay của động cơ là không nhiều. Còn hiệu suất của động cơ không đồng bộ rotor dây quấn khi điều tốc bằng phương pháp đưa điện trở phụ vào mạch rotor gần như giảm tỷ lệ với sự giảm tốc độ, công thức (9.8) giải thích rõ điểm này.

$$\left. \begin{aligned} \eta_R &= \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{P_{dt}(1-s) - \Delta P_{co}}{P_1} \times 100\% = \\ &= \frac{P_{dt}(1-s) - \Delta P_{co}}{P_{dt} + \Delta P_1} \approx (1-s) \times 100\% \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

Quan hệ giữa hiệu suất và hệ số trượt của hai phương pháp điều tốc trên đây được minh họa trên hình 9.8. Bảng 9.1 đã đưa ra hiệu suất của hai phương pháp điều tốc khi phụ tải có tính chất khác nhau. Bởi vì phụ tải có mômen không đổi và phụ tải dạng quạt gió được sử dụng khá nhiều, nên trong bảng chỉ đưa ra hiệu suất của hai loại phụ tải này.



Hình 9.8. Đường cong $\eta = f(s)$ của hệ thống điều tốc nối cấp điện lực và điều tốc điện trở phụ trong mạch rotor

Tổng hợp lại có thể thấy, sử dụng phương pháp điều tốc nối cấp có thể thực hiện điều tốc vô cấp cho động cơ không đồng bộ rotor dây quấn, đồng thời đạt được chất lượng điều tốc với hiệu suất khá cao. Tuy nhiên, hệ thống điều tốc cần phải bổ sung thêm một số thiết bị điều tốc nối cấp với dung lượng thiết bị phụ thuộc vào công suất và phạm vi điều tốc của động cơ. Hệ số công suất của cả hệ thống điều tốc nối cấp khá thấp, khi ở tốc độ cao đạt xấp xỉ 0,6 (vấn đề hệ số công suất sẽ được xem xét trong mục 9.6). Phương pháp này được dùng vào điều tốc động cơ không đồng bộ rotor dây quấn công suất lớn và vừa, phạm vi điều tốc không lớn, ví dụ như điều tốc các loại máy bơm, quạt gió, máy nén khí với phạm vi điều tốc cỡ 1,6:1.

Bảng 9.1. Hiệu suất điều tốc nối cấp điện lực và điều tốc mắc nối tiếp điện trở mạch rotor

	Phương thức điều tốc	Đặc tính phụ tải	Tốc độ (%)			
			100	80	60	40
Tổng hiệu suất	Điện trở phụ trong mạch rotor	Mômen hằng	95	76	56	37
		Kiểu quạt gió	95	78	63	48
	Nối cấp điện lực	Mômen hằng	92	90	88	82
		Kiểu quạt gió	92	90	82	75

9.3. ĐẶC TÍNH CƠ CỦA ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU KHÔNG ĐỒNG BỘ TRONG HỆ ĐIỀU TỐC NỔI CẤP

Dựa vào nguyên lý làm việc hệ thống điều tốc nổi cấp ta thấy: mạch rotor động cơ phối hợp với bộ chỉnh lưu và lượng đầu ra của nó là U_{d1} và I_d có quan hệ nhất định với tốc độ và mômen quay của động cơ, nên có thể xuất phát từ mạch điện một chiều của rotor để phân tích đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi làm việc trong hệ điều tốc nổi cấp.

Trong hình 9.2, cuộn dây rotor của động cơ không đồng bộ là nguồn cung cấp cho bộ chỉnh lưu rotor. Nó tương đương với cuộn thứ cấp của máy biến áp chỉnh lưu. Mạch điện chỉnh lưu rotor động cơ không đồng bộ làm việc tương tự như mạch điện chỉnh lưu làm việc với máy biến áp chỉnh lưu thông thường. Do đó có thể sử dụng một số kết luận có được khi phân tích mạch điện chỉnh lưu điện tử công suất. Tuy vậy, phải thấy giữa chúng vẫn tồn tại những sự khác biệt, chủ yếu là:

1. Biên độ sức điện động cảm ứng e_2 của cuộn dây rotor động cơ điện không đồng bộ phụ thuộc vào tốc độ quay của động cơ điện, cho nên khi với tư cách là máy biến áp chỉnh lưu, điện áp đầu ra của nó là đại lượng thay đổi theo tốc độ quay;
2. Giá trị điện kháng tản (rò) ở phía rotor động cơ không đồng bộ được tính đối về mạch một chiều cũng có quan hệ với tần số (hệ số trượt);
3. Điện kháng tản ở phía rotor động cơ không đồng bộ lớn hơn giá trị điện kháng của máy biến áp chỉnh lưu khi tính đối về cùng tần số, nên hiện tượng chuyển mạch (trùng dẫn) xuất hiện trong sơ đồ chỉnh lưu được cung cấp từ rotor động cơ không đồng bộ ảnh hưởng mạnh hơn so với sơ đồ chỉnh lưu được cung cấp qua máy biến áp thông thường, do đó khi phụ tải lớn trong bộ chỉnh lưu rotor xuất hiện hiện tượng cưỡng bức mở chậm của các điôt, làm thay đổi chế độ làm việc của sơ đồ chỉnh lưu không điều khiển. Khi phân tích mạch điện chỉnh lưu rotor cần phải lưu ý những yếu tố này.

9.3.1. Điện áp và dòng điện của mạch điện chỉnh lưu rotor động cơ không đồng bộ

Để đơn giản khi phân tích, giả thiết:

1. Các điôt chỉnh lưu có đặc tính lý tưởng;
2. Điện cảm của bộ điện kháng san bằng trong mạch điện một chiều rotor là vô cùng lớn;
3. Bỏ qua ảnh hưởng của điện trở và điện kháng mạch từ hóa của động cơ.

Hình 9.9 biểu thị mạch điện chỉnh lưu rotor mắc theo sơ đồ cầu 3 pha không điều khiển. Giả thiết chọn gốc tọa độ sức điện động cảm ứng pha A của rotor động cơ e_{2a} có góc pha đầu là 60° , biểu thức của e_{2a} :

$$e_{2a} = \sqrt{2} s E_{20} \sin(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) \quad (9.9)$$

Theo tài liệu điện tử công suất có thể nhận được các công thức liên quan:

– Góc chuyển mạch (trùng dẫn):

$$\gamma = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2 X_{D0} s I_d}{\sqrt{6} E_{20} s} \right) = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2 X_{D0} I_d}{\sqrt{6} E_{20}} \right) \quad (9.10)$$

– Dòng điện chỉnh lưu rotor:

$$I_d = \frac{\sqrt{6}E_{20}}{2X_{D0}}(1 - \cos \gamma) \quad (9.11)$$

– Sự áp trên điện cảm tản mỗi pha động cơ quy đổi về rotor do chuyển mạch:

$$\Delta U_d = \frac{3X_{D0}s}{\pi} I_d \quad (9.12)$$

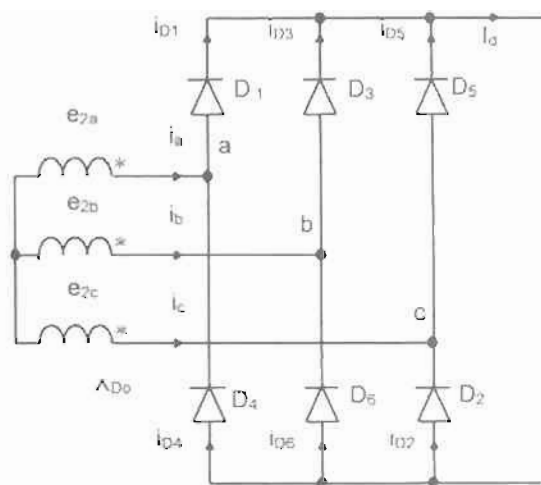
– Giá trị trung bình của điện áp đầu ra bộ chỉnh lưu rotor:

$$U_{d1} = 2,34sE_{20} - \frac{3X_{D0}s}{\pi} I_d \quad (9.13)$$

trong đó X_{D0} là điện kháng tản mỗi pha động cơ chuyển đổi về phía rotor (khi $s = 1$).

Từ công thức (9.10) có thể thấy, góc chuyển mạch γ tăng lên theo sự tăng của dòng điện chỉnh lưu một chiều I_d của rotor. Khi I_d khá nhỏ (khi đó thường có $\gamma < 60^\circ$), đồ thị sức điện động mỗi pha cuộn dây mạch rotor e_{2a} , e_{2b} , e_{2c} và dòng điện trên các diốt chỉnh lưu i_{D1} , i_{D2} , i_{D3} , ... như trên hình 9.10a. Trong đó, trừ giai đoạn chuyển mạch có 3 diốt đồng thời làm việc, còn ở tất cả các giai đoạn khác đều chỉ có 2 diốt mở, đó là trường hợp làm việc bình thường của sơ đồ chỉnh lưu. Khi dòng điện chỉnh lưu tăng đến mức làm cho góc chuyển mạch $\gamma = 60^\circ$, hai diốt nhóm catôt chung của sơ đồ chỉnh lưu (chẳng hạn như D_5 và D_1) vừa kết thúc chuyển mạch, lập tức sẽ xuất hiện sự chuyển mạch của hai van nhóm anôt chung (chẳng hạn như D_6 và D_2). Như vậy sơ đồ chỉnh lưu lúc nào cũng ở vào trạng thái chuyển mạch. Ở bất kỳ thời điểm nào cũng đều có 3 diốt đồng thời mở, đây vẫn là sự làm việc bình thường của chỉnh lưu không điều khiển, xem đồ thị trên hình 9.10b.

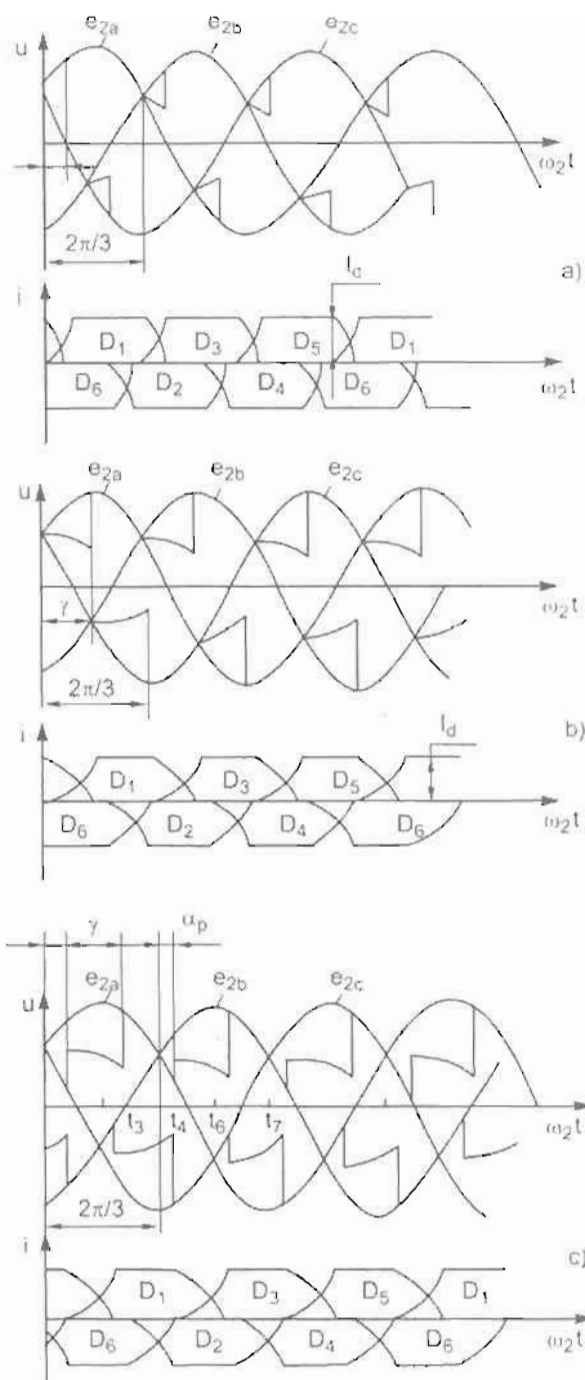
Khi dòng điện phụ tải I_d lại tăng lên nữa, sẽ xuất hiện hiện tượng cường bức mở chậm của các diốt chỉnh lưu, như trên hình 9.10c. Dựa vào công thức (9.10), khi I_d tăng đến một trị số nhất định, giả thiết giá trị γ tính được lớn hơn 60° (phần sau sẽ chứng minh trên thực tế γ không thể lớn hơn 60°). Như thế tại thời điểm t_4 (trên hình 9.10c), van D_3 cần mở và giữa hai van D_1 và D_3 vốn dĩ phải diễn ra chuyển mạch (đổi dòng) tự nhiên, nhưng vì $\gamma > 60^\circ$ nên quá trình chuyển mạch giữa D_6 và D_2 chưa kết thúc (chú ý lúc này D_1 đã mở, D_6 và D_2 ở vào trạng thái đồng thời mở – trùng dẫn) nên điện thế trên anôt của D_3 không phải là e_{2b} mà là $\frac{e_{2b} + e_{2c}}{2}$, và vẫn âm, còn điện thế trên catôt của nó là e_{2a} . Vì thế D_3 vẫn bị đặt điện áp ngược nên D_3 không thể mở tại thời điểm t_4 . Phải chờ cho đến thời điểm t_5 , khi D_6 và D_2 kết thúc quá trình chuyển mạch, D_6 khóa lại nên điện thế anôt của D_3 lập tức từ $\frac{e_{2b} + e_{2c}}{2}$ tăng đột biến lên bằng e_{2b} , làm cho D_3 được đặt điện áp thuận, D_3 bắt đầu mở, và lúc này mới bắt đầu diễn ra quá trình chuyển mạch giữa D_1 và D_3 . Như vậy đã xuất hiện hiện tượng cường bức sự mở chậm của van chỉnh lưu, khoảng thời gian $t_4 \div t_5$ là thời gian cường bức mở chậm, góc tương ứng gọi



Hình 9.9. Mạch điện chỉnh lưu rotor

là góc cường bức mờ chậm, ký hiệu là α_p . Tương tự như thế, các linh kiện chỉnh lưu các pha khác cũng xuất hiện hiện tượng cường bức mờ chậm. Chẳng hạn, D_3 chịu ảnh hưởng của hiện tượng cường bức mờ chậm, từ thời điểm t_5 mới bắt đầu mở và mới bắt đầu quá trình chuyển mạch dòng điện của D_1 và D_3 , đến thời điểm t_6 quá trình chuyển mạch của hai van mới kết thúc. Khoảng thời gian $t_5 \div t_6$ chính là thời gian trùng dẫn, góc điện tương ứng chính là độ lớn góc γ . Từ hình 9.10c ta có thể chứng minh, trong chế độ này góc chuyển mạch $\gamma = 60^\circ$. Khi phụ tải tăng lên, nó chỉ gây nên sự tăng lên của góc cường bức mờ chậm, còn góc γ vẫn duy trì ở trị số 60° .

Do sự xuất hiện hiện tượng cường bức mờ chậm của các van làm cho quá trình chuyển mạch (chuyển đổi dòng điện) bị chậm lại khi dòng tải lớn và có thể phân chia sự làm việc của sơ đồ chỉnh lưu rotor thành hai trạng thái. Khi $0^\circ < \gamma \leq 60^\circ$, $\alpha_p = 0^\circ$, là trạng thái làm việc thứ nhất của sơ đồ chỉnh lưu rotor, trong trạng thái này sơ đồ chỉnh lưu thể hiện rõ bản chất không điều khiển của nó. Tại thời điểm mở tự nhiên van bắt đầu mở và bắt đầu quá trình chuyển mạch. Còn khi $\gamma = 60^\circ$, $0^\circ < \alpha_p \leq 30^\circ$ là trạng thái làm việc thứ hai của sơ đồ chỉnh lưu rotor, trong trạng thái này các van của sơ đồ chỉnh lưu không còn mở ở thời điểm mở tự nhiên, mà chậm lại một góc α_p . Sự cường bức mờ chậm làm cho sơ đồ chỉnh lưu giống như sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển, góc α_p tương đương với góc điều khiển của van trong sơ đồ chỉnh lưu dùng tiristor, hay có thể nói sơ đồ chỉnh lưu rotor ở chế độ thứ hai tương đương với sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển.



Hình 9.10. Đồ thị điện áp và dòng điện sơ đồ chỉnh lưu rotor ứng với các góc chuyển mạch khác nhau
a) $\gamma < 60^\circ$; b) $\gamma = 60^\circ$; c) $\gamma > 60^\circ$

Do vậy có thể trực tiếp sử dụng một số công thức của chỉnh lưu điều khiển để tiến hành phân tích, biểu diễn một số đại lượng vật lý của sơ đồ chỉnh lưu rotor khi làm việc ở trạng thái thứ hai:

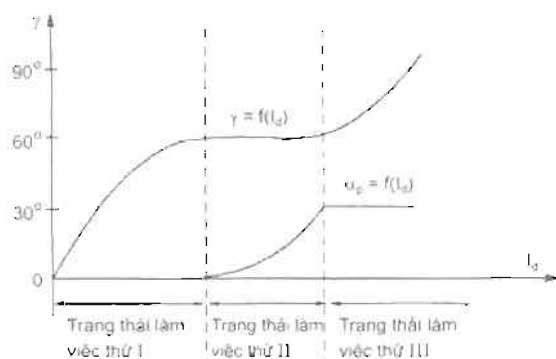
- Dòng điện chỉnh lưu trung bình:

$$I_d = \frac{\sqrt{6}E_{20}}{2X_{D0}} [\cos \alpha_p - \cos(\alpha_p + \gamma)] = \frac{\sqrt{6}E_{20}}{2X_{D0}} \sin\left(\alpha_p + \frac{\pi}{6}\right) \quad (9.14)$$

- Điện áp chỉnh lưu trung bình:

$$U_{dl} = 2,34sE_{20} \frac{\cos \alpha_p + \cos(\alpha_p + \gamma)}{2} = 2,34sE_{20} \cos \alpha_p - \frac{3sX_{D0}}{\pi} I_d \quad (9.15)$$

Trong hai công thức trên, tương ứng với: $\alpha_p \neq 0, \gamma = 60^\circ$.



Hình 9.11. Các quan hệ của bộ chỉnh lưu rotor:
 $\gamma = f(I_d); \alpha_p = f(I_d)$.

Từ hình 9.10 có thể thấy, khi sơ đồ chỉnh lưu rotor làm việc ở trạng thái nhất (I) và thứ hai (II), trong sơ đồ chỉnh lưu, tại một thời điểm có nhiều nhất là 3 van chỉnh lưu đồng thời mở, khi α_p có xu hướng lớn hơn 30° , trong mạch điện chỉnh lưu sẽ xuất hiện hiện tượng có giai đoạn 4 van chỉnh lưu đồng thời mở, tạo ra hiện tượng trùng lặp quá trình chuyển mạch của cả hai nhóm van anôt chung và catôt chung, sơ đồ chỉnh lưu ở vào trạng thái làm việc không bình thường (chế độ này thường là chế độ sự cố, I_d quá lớn), thực tế lúc này sơ đồ duy trì trạng thái $\alpha_p = 30^\circ$, còn góc γ sẽ tăng lên khi dòng chỉnh lưu I_d tăng, mạch điện chỉnh lưu ở vào trạng thái làm việc thứ ba (III), do nó thuộc về phạm vi làm việc không bình thường, nên ở đây không phân tích.

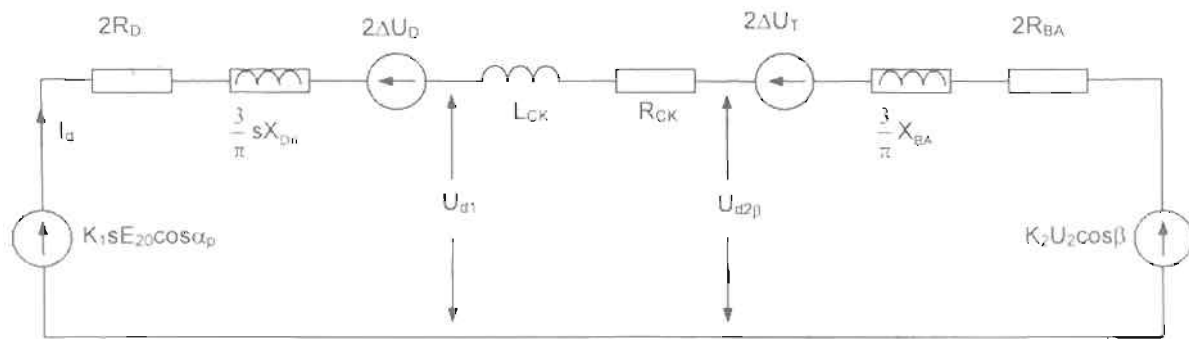
Tóm lại, tùy thuộc sự thay đổi của tải, sơ đồ chỉnh lưu rotor có 3 trạng thái làm việc. Quan hệ hàm số tương ứng giữa γ , α_p và I_d như trên hình 9.11.

9.3.2. Mômen điện từ của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nổi cấp

Vì trạng thái làm việc của sơ đồ chỉnh lưu rotor phụ thuộc vào độ lớn của phụ tải, công thức biểu diễn dòng điện, điện áp của chúng khác nhau, mômen điện từ trong hai trạng thái làm việc tương ứng cũng được biểu diễn bằng các công thức khác nhau, buộc phải có cách giải khác nhau.

Từ các công thức (9.11), (9.14) cùng với (9.13) và (9.15) có thể thấy, các biểu thức của I_d , U_{dl} trên vùng làm việc thứ I là trường hợp đặc biệt của các biểu thức

tương ứng trên vùng làm việc thứ II khi cho $\alpha_p = 0$. Vì vậy có thể xuất phát từ vùng thứ II để tiến hành phân tích, sau đó lại cho $\alpha_p = 0$; $\gamma \neq 0$ thay vào là được các công thức tương ứng của vùng làm việc thứ I.



Hình 9.12. Sơ đồ thay thế tương đương của hệ thống điều tốc nối cấp điện lực

Dựa vào sơ đồ nối dây mạch điện chính (hình 9.2) và mạch điện tương đương của hệ thống điều tốc nối cấp như trên hình 9.12 có thể viết ra phương trình của mạch điện ở chế độ làm việc ổn định:

– Điện áp đầu ra của bộ chỉnh lưu rotor ở vùng làm việc thứ II:

$$U_{d1} = sU_{d0} \cos \alpha_p - 2\Delta U_D - I_d \left(\frac{3}{\pi} X_{D0} s + 2R_D \right) \quad (9.16)$$

– Điện áp phía mạch một chiều bộ nghịch lưu:

$$U_{d2\beta} = 2,34U_2 \cos \beta + 2\Delta U_T + I_d \left(\frac{3}{\pi} X_{BA} + 2R_{BA} \right) \quad (9.17)$$

$$\text{và có:} \quad U_{d1} = U_{d2\beta} + I_d R_{CK} \quad (9.18)$$

trong đó: U_{d0} là điện áp chỉnh lưu trung bình đầu ra không tải của bộ chỉnh lưu rotor khi $s = 1$, ở đây $U_{d0} = K_1 E_{20} = 2,34 E_{20}$.

ΔU_D , ΔU_T là sụt điện áp trên mỗi điốt chỉnh lưu và tiristor, thường chọn $\Delta U_D = \Delta U_T$, cũng có thể bỏ qua;

X_{D0} là điện kháng tản trên mỗi pha của động cơ không đồng bộ chuyển đổi về phía rotor khi $s = 1$, $X_{D0} = X_{D1} \frac{1}{K_D^2} + X_{20}$:

K_D là tỷ số số vòng dây quấn của cuộn dây mỗi pha trên stator và rotor;

R_{CK} là điện trở của bộ điện kháng san bằng trong mạch một chiều;

R_D là điện trở tương đương mỗi pha động cơ quy đổi về phía rotor:

$$R_D = R_2 + sR'_1, \text{ khi } R_1 \text{ rất nhỏ, có thể coi } R_D = R_2;$$

X_{BA} là điện kháng tản tương đương trên mỗi pha của máy biến áp nghịch lưu quy đổi về phía thứ cấp, $X_{BA} = X'_{BA1} + X_{BA2}$;

R_{BA} là điện trở tương đương mỗi pha máy biến áp nghịch lưu quy đổi về phía thứ cấp, $R_{BA} = R'_{BA1} + R_{BA2}$.

Giải (9.16) và (9.18), có thể nhận được phương trình biểu diễn hệ số trượt s:

$$s = \frac{2,34U_2 \cos \beta + I_d \left(\frac{3}{\pi} X_{BA} + 2R_{BA} + 2R_D + R_{CK} \right)}{2,34E_{20} \cos \alpha_p - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d} \quad (9.19)$$

Lấy $s = \frac{n_0 - n}{n_0}$ thay vào công thức trên có thể tìm được phương trình đặc tính tĩnh của hệ thống điều tốc nối cấp:

$$n = n_0 \left(\frac{2,34(E_{20} \cos \alpha_p - U_2 \cos \beta) - I_d \left(\frac{3}{\pi} X_{D0} + \frac{3}{\pi} X_{BA} + 2R_{BA} + 2R_D + R_{CK} \right)}{2,34E_{20} \cos \alpha_p - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d} \right) \quad (9.20)$$

Trong công thức trên đã bỏ qua ảnh hưởng của ΔU_D , ΔU_T và R_l .

Trong công thức 9.20 khi cho $\alpha_p = 0^\circ$, ta được công thức đặc tính tốc độ quay của hệ thống điều tốc nối cấp ở vùng làm việc thứ I.

$$\begin{aligned} \text{Giả thiết:} \quad U &= 2,34(E_{20} \cos \alpha_p - U_2 \cos \beta) \\ R_z &= \frac{3X_{D0}}{\pi} + \frac{3X_{BA}}{\pi} + 2R_{BA} + 2R_D + R_{CK} \\ C'_e &= \left(2,34E_{20} \cos \alpha_p - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d \right) \end{aligned}$$

Công thức (9.20) có thể đổi thành dạng:

$$n = n_0 \left(\frac{U - I_d R_z}{C'_e} \right) = \frac{1}{C_e} (U - I_d R_z) \quad (9.21)$$

Công thức (9.21) có dạng giống với đặc tính điều tốc của động cơ một chiều kích từ độc lập. Cũng tương tự như điều tốc một chiều bằng thay đổi điện áp phản ứng, trong hệ thống điều tốc nối cấp, thay đổi điện áp U cũng có thể tiến hành điều chỉnh tốc độ cho động cơ không đồng bộ, đồng thời có thể nhận được đặc tính điều tốc tương tự như điều áp một chiều. Trong hệ thống điều tốc nối cấp điện lực thay đổi điện áp U bằng cách điều khiển góc β . Hệ số sức điện động C_e trong hệ thống không phải là hằng, mà là một hàm số của dòng điện phụ tải I_d , tương đương với tác dụng khử từ tồn tại trong phản ứng phản ứng. Từ công thức (7.21) có thể thấy điện trở trong R_z của mạch điện là khá lớn làm cho đường đặc tính điều tốc khá mềm. Đặc tính điều tốc vùng làm việc thứ II khi $\alpha_p \neq 0^\circ$ cũng có tính chất tương tự, chỉ có điều là tác dụng khử từ của phản ứng phản ứng càng mạnh hơn, U của cùng một β càng nhỏ hơn mà thôi.

Để tìm mômen điện từ của động cơ không đồng bộ trong hệ thống điều tốc nối cấp, có thể bắt đầu từ quan hệ công suất P_s của mạch điện chỉnh lưu rotor.

$$P_s = (sU_{d0} \cos \alpha_p - \frac{3X_{D0}s}{\pi} I_d) I_d$$

Mômen điện từ của động cơ:

$$M_{dt} = \frac{P_s}{s\Omega_0} = \frac{1}{\Omega_0} (U_{d0} \cos \alpha_p - \frac{3X_{D0}}{\pi} I_d) I_d \quad (9.22)$$

trong đó Ω_0 là tốc độ góc đồng bộ của động cơ không đồng bộ.

Khi hiện tượng cường bức mở chậm các van trong sơ đồ chỉnh lưu rotor chưa xuất hiện, có thể nhận được mômen điện từ ở vùng làm việc thứ I là:

$$M_{dt} = \frac{1}{\Omega_0} (U_{d0} - \frac{3X_{D0}}{\pi} I_d) I_d = \frac{1}{\Omega_0} U_{d0} (1 - \frac{3X_{D0}}{U_{d0}\pi} I_d) I_d \quad (9.23)$$

Để tìm giá trị cực đại của mômen điện từ (trong công thức trên thực hiện lấy đạo hàm bậc nhất của mômen điện từ theo dòng chỉnh lưu và cho bằng không: $\frac{dM_{dt}}{dI_d} = 0$

Tìm được:
$$I_d = I_{d1m} = \frac{\sqrt{6}E_{20}}{2X_{D0}}$$

và:
$$M_{dt} = M_{dt1m} = \frac{27E_{20}^2}{6\pi\Omega_0 X_{D0}} \quad (9.24)$$

Để tiện tính toán sau này, trong các công thức trên đều đã lấy E_{20} thay cho U_{d0} . Quan hệ giữa hai đại lượng đó là $U_{d0} = 2,34E_{20}$.

M_{dt1m} là giá trị cực đại của mômen động cơ không đồng bộ tìm được khi chưa tính đến hiện tượng cường bức mở chậm của các van trong sơ đồ chỉnh lưu rotor. Trên thực tế do khi phụ tải tăng lên, sơ đồ chỉnh lưu rotor làm việc ở trạng thái thứ II, cho nên trên thực tế mômen cực đại đạt được khi sơ đồ làm việc ở trạng thái thứ II, còn giá trị mômen cực đại được biểu diễn bởi công thức (9.24) là không tồn tại, vì vậy đặt tên cho nó là mômen cực đại tính toán của hệ thống điều tốc nối cấp.

Lấy công thức (9.14) thay vào công thức (9.22), loại bỏ I_d , ta được:

$$M_{dt} = \frac{27E_{20}^2}{6\pi\Omega_0 X_{D0}} [\cos^2 \alpha_p - \cos^2(\alpha_p + \gamma)] \quad (9.25)$$

Để tìm mômen điện từ cực đại, từ công thức trên ta lấy đạo hàm bậc nhất của mômen theo α_p và cho bằng không ($\frac{dM_{dt}}{d\alpha_p} = 0$), đồng thời thay $\gamma = 60^\circ$, có thể tìm được khi $\alpha_p = 15^\circ$ thì mômen đạt cực đại, giá trị mômen cực đại M_{dt2m} ở vùng làm việc thứ II:

$$M_{dt2m} = \frac{9\sqrt{3}E_{20}^2}{4\pi\Omega_0 X_{D0}} \quad (9.26)$$

Cường độ dòng điện của mạch một chiều tương ứng là:

$$I_{d2m} = \frac{\sqrt{3}E_{20}}{2X_{D0}} \quad (9.27)$$

Công thức (9.26) chính là công thức biểu diễn mômen cực đại thực tế của hệ thống điều tốc nối cấp. Khi $\alpha_p > 15^\circ$, từ biểu thức (9.25) có thể thấy mômen điện từ của động cơ không đồng bộ bị giảm xuống.

Giao tiếp giữa vùng làm việc thứ I và thứ II chính là điểm làm việc giới hạn của sơ đồ chỉnh lưu rotor, tại đó bắt đầu phát sinh hiện tượng cường bức mờ chậm các van. Mômen tại điểm này gọi là mômen chuyển tiếp M_{dt1-2} . Chỉ cần lấy điều kiện $\gamma = 60^\circ$; $\alpha_p = 0^\circ$ thay vào công thức (9.25) và (9.14), là có thể tìm được:

$$M_{dt1-2} = \frac{27E_{20}^2}{8\pi\Omega_0 X_{D0}} \quad (9.28)$$

$$I_{d1-2} = \frac{\sqrt{6}E_{20}}{4X_{D0}} \quad (9.29)$$

Dựa vào cách chứng minh trên đây, có thể rút ra được hệ thức:

$$\frac{M_{dt2m}}{M_{dt1m}} = 0,866 \quad (9.30)$$

$$\frac{M_{dt1-2}}{M_{dt1m}} = 0,75 \quad (9.31)$$

Mômen cực đại của đặc tính vốn có ban đầu của động cơ không đồng bộ khi bỏ qua điện trở của rotor:

$$M_{dtm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3E_{20}^2}{\Omega_0 X_{D0}} \quad (9.32)$$

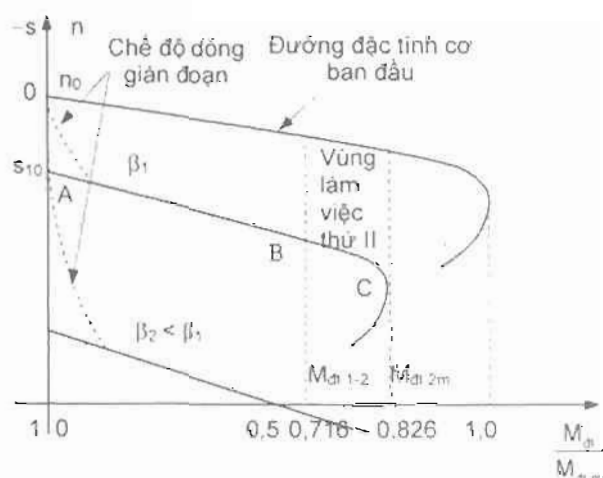
có thể tìm được:

$$\frac{M_{dt1m}}{M_{dtm}} = 0,955 \quad (9.33)$$

$$\frac{M_{dt2m}}{M_{dtm}} = 0,826 \quad (9.34)$$

$$\frac{M_{dt1-2}}{M_{dtm}} = 0,716 \quad (9.35)$$

Công thức (9.34) chứng tỏ mômen điện từ cực đại của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nối cấp đã giảm mất 17,4% so với mômen cực đại của nó lúc nối dây bình thường, lúc chọn động cơ cần phải chú ý điểm này. Ngoài ra theo công thức (9.35), $M_{dt1-2} = 0,716M_{dtm}$, còn khả năng quá tải của mômen động cơ thường lớn hơn 2, nghĩa là $M_{dtm} \geq 2M_{dt1-2}$. Cho nên có thể nói, khi động cơ làm việc với mômen định mức M_{dm} , bộ chỉnh lưu rotor của hệ thống điều tốc nối cấp thường ở vào trạng thái làm việc thứ I, hay nói cách khác là ở vào vùng làm việc thứ I của đường đặc tính $M_{dt} = f(s)$. Đường đặc tính cơ hệ thống được biểu diễn trên hình 9.13.



Hình 9.13. Đường đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nối cấp điện lực

9.3.3. Phương trình đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nổi cấp

9.3.3.1. Phương trình đường đặc tính cơ ở vùng làm việc thứ I ($\gamma \leq 60^\circ$, $\alpha_p = 0^\circ$)

Dùng công thức (9.18) và (9.22), qua một vài biến đổi toán học cần thiết có thể tìm được phương trình đường đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ ở vùng làm việc thứ I:

$$\frac{M_{dt}}{M_{dt\lim}} = \frac{4}{\frac{\Delta s_{1m} + \Delta s_1}{\Delta s_1} + 2} \quad (9.36)$$

trong đó: $\Delta s_{1m} = s_{1m} - s_{10}$ là số gia của hệ số trượt của động cơ không đồng bộ từ không tải lý tưởng đến mômen bằng mômen cực đại tính toán;

$\Delta s_1 = s - s_{10}$ là số gia của hệ số trượt do phụ tải gây ra;

s_{10} là hệ số trượt không tải lý tưởng ứng với trị số β ;

s_{1m} là hệ số trượt tối hạn khi mômen cực đại tính toán $M_{dt\lim}$:

$$s_{1m} = 2s_{10} + \frac{3X_{BA} + 2R_D + 2R_{BA} + R_{CK}}{3X_{D0} / \pi} \quad (9.37)$$

trong đó chỉ số "1" ở góc chữ các đại lượng đều biểu thị ở vùng làm việc thứ I.

9.3.3.2. Phương trình đặc tính cơ ở vùng làm việc thứ II ($\gamma = \leq 60^\circ$; $\alpha_p = 0^\circ \div 30^\circ$)

Tương tự như trên, cũng dùng các công thức (9.18) và (9.22), qua một vài biến đổi toán học cần thiết có thể tìm được phương trình đường đặc tính cơ ở vùng làm việc thứ II:

$$\frac{M_{dt}}{M_{dt\lim}} = \frac{4 \cos^2 \alpha_p}{\frac{\Delta s_{2m} + \Delta s_2}{\Delta s_2} + 2} \quad (9.38)$$

trong đó: $\Delta s_{2m} = s_{2m} - s_{20}$ là số gia của hệ số trượt cực đại tương ứng với một trị số α_p nào đó xét tới hiện tượng cường bức mở chậm;

$\Delta s_2 = s - s_{20}$ là số gia của hệ số trượt do phụ tải gây ra trong vùng làm việc thứ II ứng với góc β và α_p ;

s_{20} là hệ số trượt không tải lý tưởng ứng với góc β và α_p :

$$s_{20} = \frac{U_2 \cos \beta}{E_{20} \cos \alpha_p} \quad (9.39)$$

$$s_{2m} = 2s_{10} + \frac{3X_{BA} + 2R_D + 2R_{BA} + R_{CK}}{3X_{D0} / \pi} \quad (9.40)$$

Do với một giá trị cho trước của β thì s_{20} thay đổi theo α_p , nên s_{2m} cũng thay đổi theo α_p . Giá trị s_{2m} không phải biểu thị hệ số trượt thực tế khi mômen đạt cực đại $M_{dt\lim}$, nó chỉ là một đại lượng dùng để tính toán xuất hiện trong quá trình biến đổi toán học mà thôi.

Về hình thức, các quan hệ (9.36) và (9.38) là cơ bản giống nhau, nhưng trong tử số của công thức sau đã có thêm số hạng $\cos^2 \alpha_p$. Sau khi biến đổi chút ít hai biểu thức trên có thể nhận được một biểu thức thông dụng về đường đặc tính cơ tiện hơn cho tính toán:

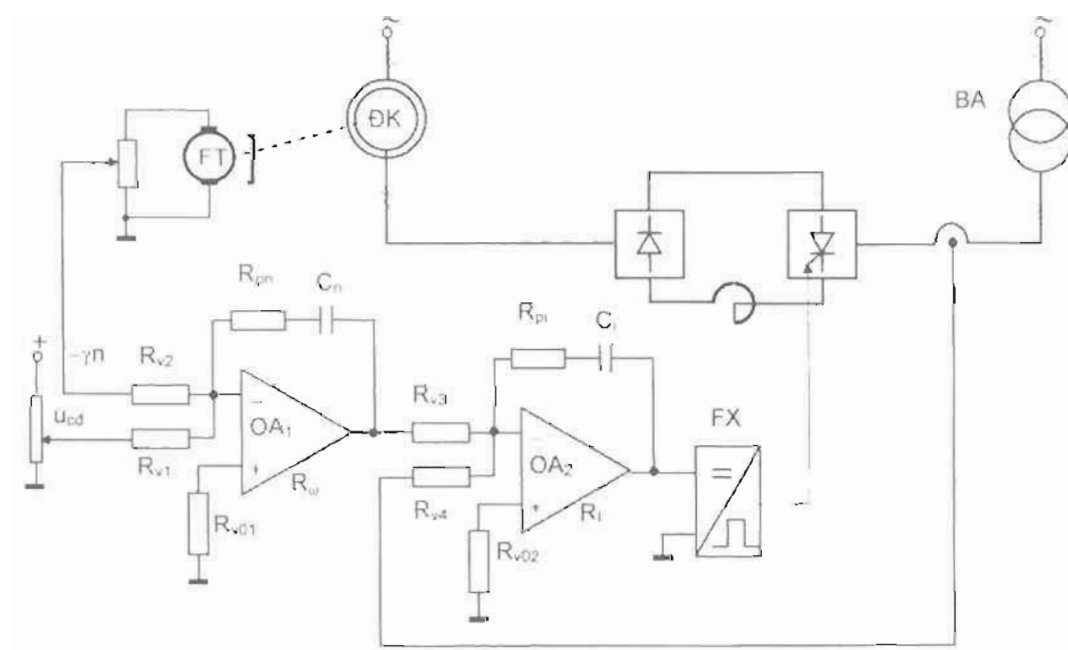
$$\Delta s = \frac{1 - \sqrt{1 - (M_{dt} / M_{dt1m}) / \cos^2 \alpha_p}}{1 + \sqrt{1 - (M_{dt} / M_{dt1m}) / \cos^2 \alpha_p}} \cdot \Delta s_m \quad (9.41)$$

Khi chọn $\alpha_p = 0^\circ$, công thức trên phù hợp cho việc tính toán đặc tính cơ vùng làm việc thứ I, lúc đó $\Delta s_m = \Delta s_{1m}$, $\Delta s = \Delta s_1$. Nếu chọn $\alpha_p = 0^\circ \div 30^\circ$, công thức trên phù hợp cho việc tính toán đặc tính cơ vùng làm việc thứ II, khi đó $\Delta s_m = \Delta s_{2m}$, $\Delta s = \Delta s_2$.

9.4. HỆ THỐNG KÍN ĐIỀU TỐC NỔI CẤP VỚI HAI MẠCH VÒNG

Bởi vì hệ số trượt đặc tính tĩnh của hệ thống điều tốc nổi cấp là khá lớn, cho nên hệ thống điều khiển mạch hờ chỉ được dùng vào trường hợp độ chính xác điều tốc yêu cầu không cao. Để nâng cao độ chính xác điều tốc trạng thái tĩnh và để nhận được đặc tính động tốt hơn, có thể dùng điều khiển phản hồi. Cũng giống như hệ thống điều tốc một chiều, thường dùng phương thức điều khiển hai mạch vòng kín là phản hồi dòng điện và phản hồi tốc độ quay. Do trong hệ thống điều tốc nổi cấp, bộ chỉnh lưu rotor là không điều khiển, nên hệ thống không thể tạo ra tác dụng hãm điện, nhưng sự cải thiện chất lượng động thông thường theo nghĩa cải thiện chất lượng của quá trình khởi động và tăng tốc, còn quá trình giảm tốc chỉ dựa vào sự giảm tốc tự do dưới tác dụng của mômen phụ tải.

9.4.1. Cấu trúc hệ thống điều khiển mạch vòng kín



Hình 9.14. Hệ thống điều tốc nổi cấp điều khiển hai mạch vòng kín

Hình 9.14 là sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc nối cấp với hai mạch vòng kín. Tín hiệu phản hồi tốc độ động cơ lấy từ máy phát tốc độ FT nối trực với động cơ không đồng bộ, tín hiệu phản hồi dòng lấy từ phía mạch xoay chiều của máy biến áp, cũng có thể lấy từ mạch điện một chiều rotor. Để tránh lật đổ cho bộ nghịch lưu, khi điện áp đầu ra của bộ điều chỉnh dòng điện R_1 bằng không cần phải chỉnh định góc điều khiển nghịch lưu: $\beta = \beta_{\min}$.

Quá trình làm việc của hệ thống trên hình 9.14 giống với hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín một chiều, có tác dụng ổn định dòng điện trạng thái tĩnh và trạng thái động. Điểm khác nhau ở chỗ tác dụng điều khiển của nó đều phải thông qua mạch điện rotor động cơ không đồng bộ để thực hiện.

9.4.2. Mô hình toán học trạng thái động của hệ thống điều tốc nối cấp

Trong hệ thống trên hình 9.14, bộ chỉnh lưu có điều khiển, bộ điều chỉnh và sơ đồ cấu trúc trạng thái động của khâu phản hồi giống như trong hệ thống điều tốc một chiều, vì thế ở đây không trình bày lại. Nhưng một phần mạch điện một chiều rotor của động cơ vì có liên quan tới hệ số trượt nên phải phân tích riêng.

9.4.2.1. Hàm số truyền của mạch một chiều rotor

Dựa vào sơ đồ tương đương như trên hình 9.12 có thể đưa ra phương trình cân bằng điện áp trạng thái động của mạch điện một chiều rotor trong hệ thống điều tốc nối cấp:

$$sU_{d0} - U_{d2\beta} = L_{\Sigma} \frac{dI_d}{dt} + R_{\Sigma} I_d \quad (9.42)$$

Trong đó $U_{d2\beta} = 2,34U_2 \cos \beta$: điện áp không tải của đầu ra bộ nghịch lưu;

$L_{\Sigma} = L_{CK} + 2L_{D0} + 2L_{BA}$: tổng điện cảm tương đương của mạch điện một chiều rotor;

L_{D0} : điện cảm của mỗi pha động cơ tính đối về phía rotor;

L_{BA} : điện cảm của mỗi pha máy biến áp nghịch lưu tính đối về phía thứ cấp;

L_{CK} : điện cảm của cuộn kháng san bằng;

R_{Σ} : điện trở tương đương của mạch điện một chiều rotor khi hệ số trượt là s .

$$R_{\Sigma} = \frac{3X_{D0}}{\pi} + \frac{3X_{BA}}{\pi} + 2R_D + 2R_r + R_{CK} \quad (9.43)$$

Công thức (9.42) có thể viết:

$$U_{d0} - \frac{n}{n_0} U_{d0} - U_{d2\beta} = L_{\Sigma} \frac{dI_d}{dt} + R_{\Sigma} I_d \quad (9.44)$$

Biến đổi Laplace cho hai vế của biểu thức (9.44), có thể tìm được hàm số truyền cho mạch điện một chiều rotor:

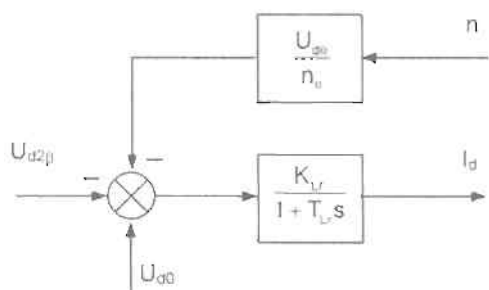
$$\frac{I_d(s)}{U_{d0} - \frac{U_{d0}}{n_0} \cdot n(s) - U_{d2\beta}(s)} = \frac{K_{tr}}{T_{tr}s + 1} \quad (9.45)$$

Trong đó: $T_{tr} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}$ là hằng số thời gian của mạch điện một chiều rotor (9.46)

$$K_{Lr} = \frac{1}{R_2} \text{ là hệ số khuếch đại của phần mạch một chiều rotor} \quad (9.47)$$

Sơ đồ cấu trúc tương ứng của mạch điện một chiều rotor như trên hình 9.15.

Cần phải chỉ ra rằng hằng số thời gian T_{Lr} và hệ số khuếch đại K_{Lr} trong hàm số truyền của mạch điện một chiều rotor của hệ thống điều tốc nổi cấp đều là hàm số của tốc độ quay n , chúng không phải là hằng số xác định.



Hình 9.15. Sơ đồ cấu trúc mạch điện một chiều rotor

9.4.2.2. Hàm số truyền của động cơ không đồng bộ

Dựa vào trạng thái làm việc của hệ thống điều tốc nổi cấp, chọn chế độ làm việc ở vùng làm việc lớn nhất để làm cơ sở phân tích. Theo công thức (9.23) mômen điện từ của động cơ không đồng bộ là:

$$M_{dt} = \frac{1}{\Omega_0} \left(U_{d0} - \frac{3X_{D0}}{\pi} I_d \right) I_d = C_M I_d \quad (9.48)$$

trong đó:
$$C_M = \frac{1}{\Omega_0} \left(U_{d0} - \frac{3X_{D0}}{\pi} I_d \right) \quad (9.49)$$

Phương trình chuyển động của hệ thống truyền động điện là:

$$M_{dt} - M_c = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}$$

hoặc:
$$C_M (I_d - I_c) = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt}$$

trong đó I_c là dòng điện phụ tải tương ứng với mômen phụ tải M_c .

Từ công thức trên có thể nhận được hàm số truyền của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nổi cấp:

$$\frac{n(s)}{I_d(s) - I_c(s)} = \frac{1}{\frac{GD^2}{375} \cdot \frac{1}{C_M} \cdot s} = \frac{K_M}{s} \quad (9.50)$$

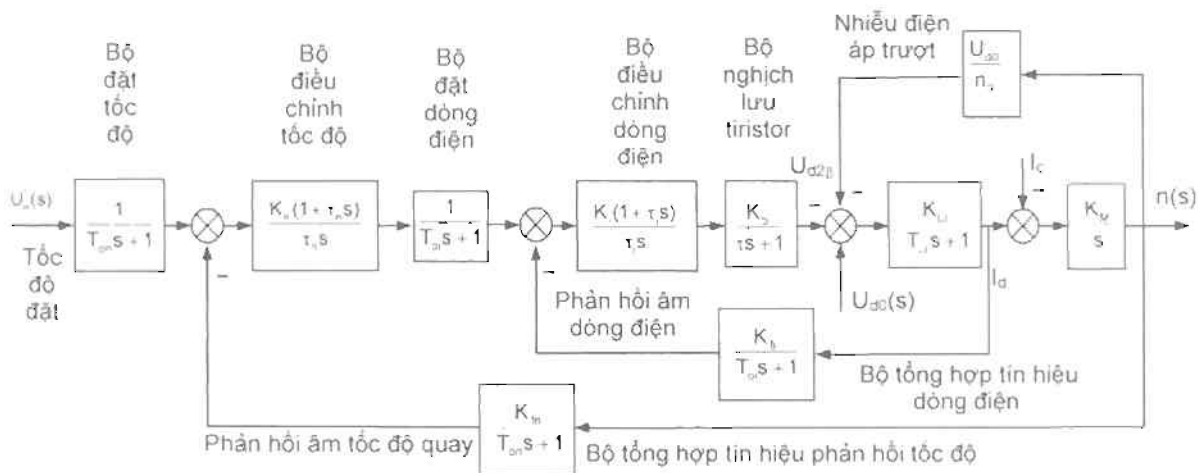
trong đó $K_M = \frac{1}{\frac{GD^2}{375} \cdot \frac{1}{C_M}}$ là hệ số phụ thuộc vào GD^2 và C_M . Cần chú ý, hệ số

C_M là hàm số của dòng điện I_d , cho nên K_M cũng là hàm số của I_d .

9.4.2.3. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống

Trong hình 9.14, bộ điều chỉnh dòng điện và bộ điều chỉnh tốc độ quay thường sử dụng bộ điều chỉnh PI. Khi quan tâm tới các khâu lọc có thể đưa ra sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều tốc nói cấp điều khiển hai mạch vòng kín như trên hình 9.16.

Quá trình khởi động với việc đặt tín hiệu vào tăng đột biến (hàm bước nhảy) của hệ thống tương tự như hệ thống điều tốc một chiều. Lúc mới bắt đầu khởi động bộ điều chỉnh tốc độ ở vào trạng thái bão hoà ở đầu ra, hệ thống tương đương với mạch vòng hở tốc độ. Theo sự tiến triển của quá trình khởi động, đầu ra của bộ điều chỉnh dòng điện tăng lên, làm cho góc nghịch lưu β của bộ nghịch lưu tăng lên, điện áp nghịch lưu $U_{d2\beta}$ giảm xuống, phá vỡ điều kiện điện áp nghịch lưu lúc khởi động lớn hơn điện áp chỉnh lưu U_{d0} khi rotor động cơ chưa quay. Tạo ra dòng điện một chiều I_d , làm cho động cơ có mômen điện từ để tăng tốc, khi tốc độ quay của động cơ điện chưa đạt tới giá trị cho trước, hệ thống điều tốc luôn có tác dụng bám đối với dòng điện khởi động nhằm giữ cho dòng điện I_d không đổi, đồng thời làm cho tốc độ biến đổi của điện áp nghịch lưu trong quá trình tăng tốc giống với tốc độ biến đổi của điện áp đầu ra bộ chỉnh lưu rotor. Cho tới khi tốc độ quay của động cơ chuyển sang quá điều tốc, bộ điều chỉnh tốc độ thoát khỏi bão hoà, mạch vòng tốc độ mới bước vào làm việc, nhằm bảo đảm nhận được tốc độ thực tế phù hợp với tốc độ cho trước của động cơ.



Hình 9.16. Sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ thống điều tốc nói cấp

9.4.3. Xác định các tham số bộ điều chỉnh của hệ thống điều tốc

Việc hiệu chỉnh trạng thái động hệ thống điều tốc nói cấp có hai mạch vòng kín chủ yếu dựa vào việc xem xét chất lượng chống nhiễu của hệ thống, nghĩa là cần phải làm cho hệ thống có khả năng chống nhiễu phụ tải tốt. Vì vậy cũng giống như hệ thống điều tốc một chiều, khi tiến hành thiết kế trạng thái động thì mạch vòng dòng điện cần được tính toán thiết kế theo hệ thống điển hình loại I, mạch vòng tốc độ quay thiết kế theo hệ thống điển hình loại II. Nhưng bởi vì hằng số thời gian T_{Lr} và hệ số khuếch đại K_{Lr} trong hệ thống điều tốc nói cấp đều không phải là hằng số, mà là hàm số của tốc độ quay, vì thế mạch vòng dòng điện là một hệ thống không phải là bất biến. Ngoài ra hằng số thời gian điện cơ T_M của động cơ không đồng bộ cũng

không phải là hằng số mà là một hàm của dòng điện I_d , đây lại là sự khác biệt so với hệ thống điều tốc một chiều. Vì vậy dùng phương pháp thiết kế kỹ thuật để tiến hành tổng hợp hệ thống này chắc chắn sẽ gặp một số khó khăn nhất định. Để có được đường đặc tính dòng mong muốn, cần phải làm cho các tham số của bộ điều chỉnh tốc độ và bộ điều chỉnh dòng điện có thể thay đổi theo tốc độ quay thực tế n và cường độ dòng điện I_d của mạch điện một chiều tương ứng, điều này đòi hỏi phải ứng dụng lý thuyết điều khiển thích nghi và kỹ thuật điều khiển số để thực hiện.

Trong hệ thống điều khiển như trên hình 9.14, ứng dụng phương pháp thiết kế kỹ thuật, nguyên tắc để tiến hành hiệu chỉnh trạng thái động mạch vòng dòng điện và mạch vòng tốc độ quay là hệ thống phải được xác lập. Như vậy sẽ tồn tại vấn đề là nên căn cứ vào tham số ở trạng thái nào để thiết kế trạng thái động.

9.4.3.1. Thiết kế bộ điều chỉnh dòng điện

Bộ điều chỉnh dòng điện có thể thiết kế theo hệ thống điển hình loại I hoặc hệ thống điển hình loại II. Nếu thiết kế theo hệ thống loại I sẽ có đặc điểm là độ tác động nhanh cao, lượng quá điều khiển nhỏ, còn theo hệ thống loại II thì có khả năng chống nhiễu tốt. Dựa vào yêu cầu chung, mạch vòng dòng điện thường thiết kế theo hệ thống điển hình loại I. Theo sơ đồ hình 9.16 có thể viết ra hàm số truyền mạch hở của mạch vòng dòng điện là:

$$W(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \cdot \frac{K_{\Sigma i}}{T_{\Sigma i} s + 1} \cdot \frac{K_{Lr}}{T_{Lr} s + 1} \quad (9.51)$$

trong đó: $\frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$ là hàm số truyền của bộ điều chỉnh dòng điện;

$\frac{K_{\Sigma i}}{T_{\Sigma i} s + 1}$ là hàm số truyền tương đương của khâu quán tính nhỏ mạch vòng dòng điện;

$\frac{K_{Lr}}{T_{Lr} s + 1}$ là hàm số truyền mạch điện chỉnh một chiều.

Hàm số truyền được biểu diễn bằng công thức (9.51), nếu chọn đúng các tham số (chẳng hạn lấy $\tau_i = T_{Lr}$) chính là cấu trúc của hệ thống điển hình loại I. Nhưng bởi vì tính bất định của T_{Lr} , nên cách làm thông thường ấy là không thể chấp nhận được.

Trong công thức (9.51), nếu trị số T_{Lr} khá lớn, và thỏa mãn điều kiện $T_{Lr} > hT_{\Sigma i}$ (h là độ rộng trung tần), thì có thể chọn $\tau_i = hT_{\Sigma i}$, khi đó có thể thiết kế mạch vòng dòng điện theo hệ thống điển hình loại II. Có thể chứng minh như sau:

Do T_{Lr} là khá lớn, có thể coi gần đúng hàm số truyền của mạch điện chỉnh một chiều như là một khâu tích phân, hàm số truyền của nó $\frac{K_{Lr}}{T_{Lr} s}$, công thức (9.51) có thể viết thành:

$$W_k(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \cdot \frac{K_{\Sigma i}}{T_{\Sigma i} s + 1} \cdot \frac{K_{Lr}}{T_{Lr} s} = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{s^2(T_{\Sigma i} s + 1)} \quad (9.52)$$

$$\text{trong đó} \quad K_i = \frac{K_i K_{\Sigma i} K_{Lr}}{\tau_i T_{Lr}} = \frac{K_i K_{\Sigma i}}{h T_{\Sigma i} I_{Lr}} \quad (9.53)$$

Với K_L là hệ số khuếch đại mạch vòng dòng điện. Từ công thức (9.53) ta biết, khi $T_{Lr} > hT_{\Sigma r}$, sau khi coi gần đúng khâu quán tính là khâu tích phân, sự biến đổi của K_{Lr} và T_{Lr} bù trừ cho nhau ($L_{\Sigma} = \text{const}$), làm cho hàm truyền mạch vòng dòng điện của hệ thống điều tốc nối cấp không còn phụ thuộc tốc độ quay, đồng thời có thể tiến hành thiết kế trạng thái động theo hệ thống điển hình loại II.

Nếu không thỏa mãn điều kiện $T_{Lr} > hT_{\Sigma r}$, thì thực hiện thiết kế hệ theo hệ thống điển hình loại I. Dựa vào việc phân tích các tư liệu và số liệu thực nghiệm liên quan đã cho thấy lúc đó có thể dựa vào cận dưới của phạm vi điều tốc, tức là xác định giá

trị của K_{Lr} và T_{Lr} theo $s_{0\max}$, hoặc theo $\frac{s_{0\max}}{2}$, sau đó coi mạch vòng dòng điện là hệ

thống xác lập để thiết kế các tham số bộ điều chỉnh dòng điện, trị số K_{Lr} và T_{Lr} trong toàn bộ phạm vi điều tốc coi như không đổi. Nói chung, cách thiết kế thứ hai thường dùng vào hệ thống điều tốc nối cấp có phạm vi điều chỉnh rộng.

9.4.3.2. Thiết kế bộ điều chỉnh tốc độ

Để có được khả năng chống nhiễu tốt, mạch vòng tốc độ đều thiết kế theo hệ thống điển hình loại II. Vì hệ số K_M của khâu động cơ chưa xác định, nên khi thiết kế có thể chọn một trị số K_M ứng với dòng điện làm việc thực tế I_d , sau đó thiết kế theo hệ thống đã xác lập. Như vậy hệ thống sau khi được hiệu chỉnh có khả năng nhận được đặc tính động gần như mong muốn.

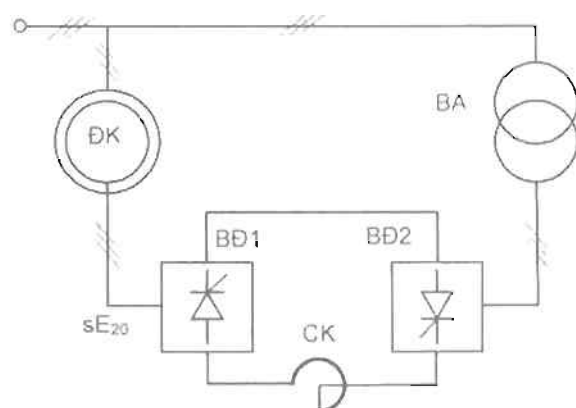
9.5. HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC NỐI CẤP SIÊU ĐỒNG BỘ

Hệ thống điều tốc nối cấp ở phần trên đã khảo sát thực hiện điều tốc bằng cách sử dụng điện áp nghịch lưu sinh ra trong thiết bị điều tốc nối cấp để điều khiển công suất trượt trong rotor động cơ không đồng bộ. Lúc này công suất trượt từ đầu ra của rotor đi qua thiết bị điều tốc nối cấp chuyển trả về lưới điện, động cơ làm việc ở trạng thái động cơ. Chúng ta gọi hệ thống điều tốc này là *hệ thống điều tốc nối cấp thứ đồng bộ*. Khác với hệ thống đó còn có *hệ thống điều tốc siêu đồng bộ*, nó không những không chế phương chiều truyền tải công suất mà còn có thể nhận được các trạng thái làm việc khác nhau của hệ thống điều tốc nối cấp và trạng thái làm việc khác nhau của động cơ.

9.5.1. Nguyên lý làm việc điều tốc nối cấp siêu đồng bộ

Trong hệ thống điều tốc nối cấp như trên hình 9.2, vì bộ chỉnh lưu rotor là không điều khiển, nó chỉ có thể tiếp nhận công suất trượt từ phía xoay chiều (mạch rotor động cơ) và truyền sang phía một chiều và sau đó được đưa trở lại mạng điện. Nếu bộ chỉnh lưu rotor BD1 là chỉnh lưu có điều khiển, có thể cho nó làm việc ở trạng thái chỉnh lưu hoặc nghịch lưu, tương ứng nó có thể tiếp nhận công suất trượt từ phía rotor của động cơ hoặc cấp công suất trượt cho rotor. Khi bộ chỉnh lưu rotor BD1 làm việc ở chế độ nghịch lưu truyền công suất trượt cho rotor động cơ, còn stator động cơ vẫn tiếp nhận công suất từ lưới điện, thì công suất cơ đầu ra trên trục động cơ là $P_2 = P_1 + P_s$ (giả thiết bỏ qua tất cả các tổn thất trong động cơ). Muốn thỏa mãn quan hệ này, hệ số trượt s phải là âm, nghĩa là động cơ phải làm việc vượt quá tốc độ quay đồng bộ, lúc này cả rotor và stator đều tiếp nhận điện năng và biến đổi thành cơ năng trên trục động cơ, động cơ ở vào trạng thái "*rotor và stator song hồi*", nhưng vẫn làm việc ở trạng thái động cơ. Do tác dụng song hồi của stator và rotor đã làm tăng công suất đầu ra trên trục

động cơ vượt cả công suất định mức ghi trên nhãn mác của nó, đây là một ưu điểm của phương pháp này. Các hệ thống điều tốc nối cấp có thể đưa công suất vào từ phía rotor động cơ đều có tên chung là hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ, như trên hình 9.17. Lúc này bộ chỉnh lưu BD1 phía rotor của hệ thống buộc phải có điều khiển và làm việc ở chế độ nghịch lưu, còn bộ chỉnh lưu có điều khiển BD2 ở phía máy biến áp BA làm việc ở chế độ chỉnh lưu. Cần phải hết sức chú ý: *Không phải đưa vào động cơ làm việc ở phía trên hay phía dưới tốc độ quay đồng bộ để phân biệt là điều tốc nối cấp siêu đồng bộ hay điều tốc nối cấp thứ đồng bộ, mà phải dựa vào hướng truyền công suất của rotor.* Sau đây sẽ trình bày về trạng thái làm việc của hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ làm việc trên tốc độ quay đồng bộ.



Hình 9.17. Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ

Trong hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ như trên hình 9.17, giả thiết β_1 là góc nghịch lưu của BD1, α_2 là góc điều khiển chỉnh lưu của BD2, phạm vi điều chỉnh của β_1 là $30^\circ \div 90^\circ$, còn α_2 thay đổi trong phạm vi $0^\circ \div 90^\circ$, phương trình cân bằng điện áp của mạch điện một chiều rotor khi không tải lý tưởng là:

$$\begin{aligned} -sE_{20} \cos \beta_1 &= U_2 \cos \alpha_2 \\ \text{do đó:} \quad s &= -\frac{U_2 \cos \alpha_2}{E_{20} \cos \beta_1} \end{aligned} \quad (9.54)$$

Từ biểu thức (9.54) có thể thấy, điều chỉnh α_2 hoặc β_1 đều có thể thay đổi tốc độ quay của động cơ. Khi góc điều khiển α_2 của bộ chỉnh lưu BD2 là cố định, thì tăng β_1 làm cho hệ số trượt tương ứng tăng lên, tốc độ quay của động cơ cũng tăng lên. Cũng có thể cố định góc nghịch lưu β_1 của bộ chỉnh lưu BD1, giảm nhỏ α_2 để làm tăng tốc độ quay. Trong hai phương pháp trên thường dùng cách thay đổi góc β_1 để điều chỉnh tốc độ quay của động cơ. Đó là vì ưu tiên quan tâm tới sự phối hợp giữa điện áp thứ cấp U_2 của máy biến áp nghịch lưu và điện áp mạch hở E_{20} của rotor động cơ, đồng thời có thể tận dụng độ rộng điều chỉnh của góc β_1 để nhận được phạm vi điều chỉnh nhất định của tốc độ góc. Ngoài ra, bởi vì BD2 là bộ chỉnh lưu có điều khiển, chọn góc α_2 nhỏ có thể nâng cao được hệ số công suất của thiết bị điều tốc nối cấp.

9.5.2. Sự làm việc ở chế độ hãm tái sinh của hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ

Hệ thống điều tốc nối cấp như hình 9.17 cũng có thể làm việc ở trạng thái thứ đồng bộ, chỉ cần làm cho BD1 làm việc ở trạng thái chỉnh lưu, BD2 làm việc ở trạng thái nghịch lưu là được. Lúc động cơ làm việc ở trạng thái động cơ ứng với một hệ số trượt s_1 nào đó ($1 > s_1 > 0$), nếu lúc đó đột nhiên thay đổi trạng thái làm việc của BD1 và BD2, làm cho chúng thứ tự làm việc ở chế độ nghịch lưu và chỉnh lưu, và thỏa mãn quan hệ: $U_2 \cos \alpha_2 > s_1 E_{20} \cos \beta_1$ (chú ý cực tính của hai điện áp này đã đổi chiều). Động cơ sẽ tiếp nhận một công suất vào từ phía rotor, hệ thống ở vào trạng thái làm

việc “điều tốc nối cấp siêu đồng bộ” thấp hơn tốc độ quay đồng bộ.

Bây giờ hãy phân tích trạng thái làm việc hiện tại của động cơ không đồng bộ.

Mômen điện từ của động cơ $M_{dt} = \frac{P_s}{s} \cdot \frac{1}{\Omega_0}$, nếu lấy công suất trượt ở đầu ra của rotor

khi động cơ làm việc ở trạng thái động cơ là “đương”, mômen điện từ dương là mômen động cơ, hiện tại do sự đổi chiều của công suất trượt làm cho mômen điện từ cũng thành giá trị âm, điều đó chứng tỏ mômen mà động cơ sinh ra là mômen hãm, tức là lúc này động cơ ở vào trạng thái hãm $1 > s_1 > 0$, nghĩa là nó làm việc ở phần góc thứ 2 của hệ tọa độ $M = f(s)$, như trên hình 9.18. Nếu trên trục động cơ có mômen tải M_c thì lúc này M_c sẽ có tác dụng hỗ trợ cho quá trình hãm. Như vậy động cơ tiếp nhận công suất điện vào từ phía rotor và cơ năng trên trục của nó, được biến đổi thành công suất điện từ qua stator trả về cho lưới điện, động cơ ở vào trạng thái hãm tái sinh. Cũng giống như hệ điều tốc bằng thay đổi điện áp mạch phản ứng động cơ điện một chiều, chế độ làm việc hãm tái sinh siêu đồng bộ này chỉ xảy ra ở quá trình quá độ giảm tốc hoặc dừng máy. Rõ ràng là ứng dụng hãm tái sinh siêu đồng bộ có thể làm tăng độ tác động nhanh trạng thái động cho hệ điều tốc nối cấp.

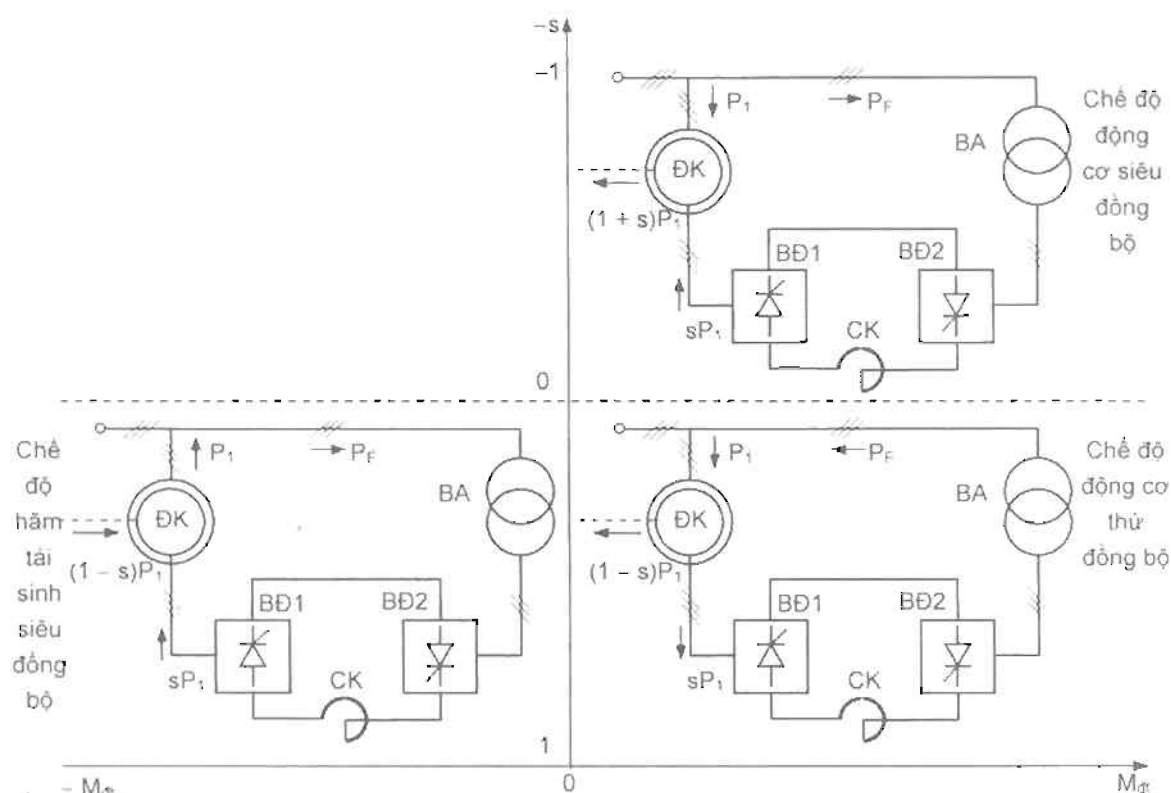
Hệ thống biểu diễn trên hình 9.17 thực chất là hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp (xoay chiều – một chiều – xoay chiều). Bộ chỉnh lưu có điều khiển BD1 ở phía rotor trong hình 9.17 là một bộ biến tần giống như bộ biến tần cấp điện cho stator trong hệ thống điều tốc biến tần gián tiếp – động cơ xoay chiều đã trình bày ở chương 8, nó là một bộ nghịch lưu độc lập, phụ tải của nó là bộ dây quấn rotor của động cơ và không thể dựa vào điện áp lưới điện để thực hiện quá trình chuyển mạch các van. Vì vậy, nếu khi BD1 được xây dựng bởi các tiristor thông dụng, bắt buộc phải bố trí thêm thiết bị chuyển mạch (dòng) cưỡng bức, để đưa ra được điện áp có tần số khác nhau mà rotor động cơ yêu cầu. Đương nhiên, cũng có thể dùng các linh kiện điện tử công suất điều khiển hoàn toàn. Mạch điện bộ biến tần rotor cũng có thể xây dựng trên cơ sở biến tần trực tiếp, khi đó các tiristor mở khóa dựa vào điện áp lưới xoay chiều, tức là quá trình chuyển mạch tự nhiên mà không cần dùng thiết bị chuyển mạch cưỡng bức. Có thể thấy, cho dù hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ cấu tạo bởi bộ biến tần gián tiếp hay bộ biến tần trực tiếp thì cấu trúc của mạch điện chính và hệ thống điều khiển đều phức tạp hơn nhiều so với hệ thống điều tốc nối cấp thứ đồng bộ, nhưng nó lại có những ưu điểm như sau:

- Thứ nhất, với một phạm vi điều tốc và công suất phụ tải định mức như nhau, khi sử dụng hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ thì động cơ có thể được thực hiện điều tốc ở tốc độ cao hơn tốc độ quay định mức, dung lượng của thiết bị điều tốc này chỉ bằng một nửa dung lượng thiết bị khi chỉ dùng điều tốc nối cấp thứ đồng bộ.

- Thứ hai là có thể thực hiện hãm tái sinh khi tốc độ quay động cơ thấp hơn tốc độ quay đồng bộ, làm cho hệ thống có độ tác động nhanh cao hơn, điều này không có ở hệ thống điều tốc nối cấp thứ đồng bộ. Hơn nữa, khi thực hiện điều tốc nối cấp, góc điều khiển α_2 của bộ biến đổi BD2 phía máy biến áp là tương đối nhỏ, vì thế, công suất phản kháng mà máy biến áp nhận từ lưới điện cũng khá nhỏ, tăng hệ số công suất của hệ thống.

Hệ thống điều tốc siêu đồng bộ phù hợp đối với trường hợp dung lượng khá lớn, phạm vi điều tốc rộng, yêu cầu độ tác động nhanh cao. Tuy nhiên, như đã nêu, hệ

thông này phức tạp hơn rất nhiều so với hệ điều tốc nổi cấp thứ đồng bộ, nên ít được sử dụng. Trong các mục sau, nếu không có chủ thích gì đặc biệt thì hệ thống điều tốc nổi cấp được nghiên cứu đều là hệ thống nổi cấp thứ đồng bộ.



Hình 9.18. Các chế độ làm việc của hệ thống điều tốc nổi cấp

9.6. MỘT SỐ VẤN ĐỀ ĐẶC BIỆT CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC NỔI CẤP

9.6.1. Hệ số công suất của hệ thống điều tốc nổi cấp và phương hướng nâng cao hệ số công suất của nó

Hệ số công suất của hệ thống điều tốc nổi cấp liên quan chặt chẽ với 3 bộ phận chính của hệ thống là động cơ không đồng bộ ĐK, bộ chỉnh lưu không điều khiển BD1 và bộ chỉnh lưu có điều khiển BD2. Hệ số công suất của động cơ không đồng bộ thường do tham số cấu trúc, độ lớn của phụ tải và hệ số trượt lúc làm việc của bản thân động cơ quyết định. Khi điều tốc nổi cấp, do phía rotor của động cơ có bộ chỉnh lưu, khi bộ chỉnh lưu làm việc tồn tại góc chuyển mạch (trùng dẫn), làm cho đồ thị dòng điện có dạng hình thang, và chậm sau so với điện áp. Khi phụ tải khá lớn bộ chỉnh lưu rotor còn có hiện tượng cưỡng bức mở chậm, tất cả đều buộc bộ chỉnh lưu tiếp nhận công suất phản kháng từ lưới điện thông qua động cơ, vì thế hệ số công suất của động cơ khi nổi cấp đều phải sụt giảm trên 10% so với động cơ nổi dây thông thường. Ngoài ra, đối với bộ chỉnh lưu có điều khiển phải thay đổi điện áp nghịch lưu ở đầu ra của nó bằng việc thay đổi góc điều khiển, làm cho dòng điện và điện áp đầu vào của bộ chỉnh lưu có điều khiển làm việc ở chế độ nghịch lưu không cùng pha với nhau, cũng đã tiêu

thụ công suất phản kháng. Khi góc nghịch lưu càng lớn, công suất phản kháng tiêu thụ càng nhiều. Với một góc nghịch lưu cho trước, tổng công suất tác dụng mà hệ thống điều tốc nối cấp tiếp nhận từ lưới điện là hiệu giữa công suất tác dụng mà động cơ tiếp nhận được với công suất tác dụng mà bộ nghịch lưu trả về cho lưới điện; nhưng tổng công suất phản kháng nhận được từ lưới điện xoay chiều lại là tổng của công suất phản kháng mà động cơ và bộ nghịch lưu đã tiếp nhận được. Theo mức giảm của tốc độ quay động cơ, công suất phản kháng tiếp nhận từ lưới, tuy có giảm xuống, nhưng tổng công suất tác dụng mà động cơ nhận được cũng giảm xuống, kết quả làm cho hệ số công suất của hệ thống khi làm việc ở tốc độ thấp bị giảm xuống. Hệ số công suất tổng của hệ thống điều tốc nối cấp được biểu thị theo quan hệ:

$$\cos \varphi_{nc} = \frac{P}{S} = \frac{P_1 - P_F}{\sqrt{(P_1 - P_F)^2 + (Q_1 + Q_F)^2}} \quad (9.55)$$

trong đó: P – tổng công suất tác dụng hệ thống nhận được từ lưới điện;

S – tổng công suất toàn phần của hệ thống;

P_1 – công suất tác dụng động cơ điện nhận được từ lưới điện,

P_F – công suất tác dụng qua bộ nghịch lưu trả (phản hồi) về lưới điện;

Q_1 – công suất phản kháng động cơ điện tiếp nhận từ lưới điện ;

Q_F – công suất phản kháng phía máy biến áp nghịch lưu tiếp nhận từ lưới điện.

Thông thường hệ số công suất khi hệ thống điều tốc nối cấp làm việc ở tốc độ cao là $0.6 \div 0.65$, giảm khoảng 0.1 so với hệ số công suất của động cơ điện khi nối dây thông thường, khi ở tốc độ thấp có thể giảm xuống tới $0.4 \div 0.5$ (đối với hệ thống phạm vi điều tốc là 2:1). Đây là một nhược điểm chủ yếu của hệ thống điều tốc nối cấp.

9.6.1.1. *Phép phân tích đồ thị hệ số công suất của hệ thống điều tốc nối cấp*

Để tiện cho việc phân tích ảnh hưởng sự thay đổi hệ số công suất của hệ thống điều tốc nối cấp với các tốc độ quay khác nhau và phạm vi điều tốc đối với hệ số công suất, có thể dùng phương pháp phân tích đồ thị. Cơ sở của phép phân tích là dùng quan hệ vector công suất đồng thời xét tới phạm vi điều tốc của hệ thống.

Khi dùng phép phân tích đồ thị phải đưa ra một số giả thiết như sau:

1. Mômen tải trên trục động cơ là hằng số;
2. Không xét tới các tổn thất của hệ thống điều tốc nối cấp;
3. Cho trước công suất tác dụng và công suất phản kháng của động cơ nhận từ lưới điện.

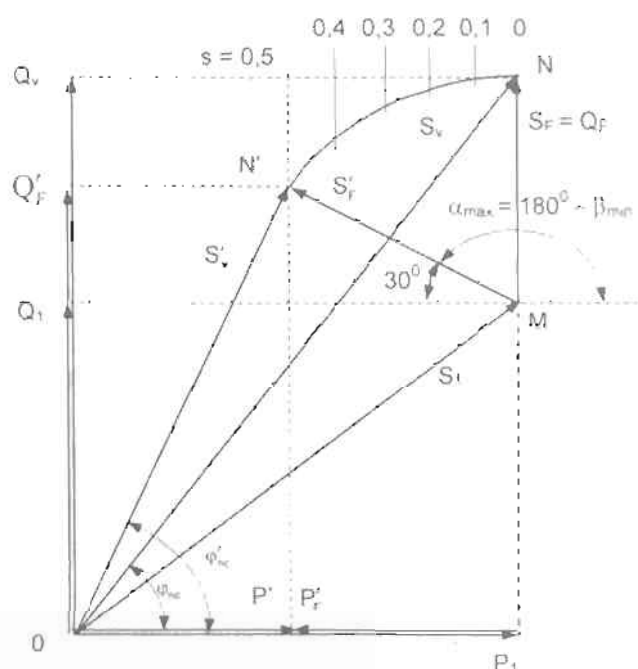
Hình 9.19 đã biểu diễn sự thay đổi của hệ số công suất theo hệ số trượt của hệ thống điều tốc nối cấp có mômen phụ tải hằng số. Trong hình phương chiều của vector công suất tác dụng biểu thị trên trục hoành, phương chiều của vector công suất phản kháng biểu thị trên trục tung. Dựa vào công suất tác dụng P_1 và công suất phản kháng Q_1 động cơ nhận được từ lưới điện có thể tìm ra công suất toàn phần tương ứng S_1 , và có thể coi nó không liên quan tới hệ số trượt của động cơ và là một số cố định. Từ điểm mút của vector S_1 cộng thêm vector công suất toàn phần S_F mà máy biến áp nghịch lưu của thiết bị điều tốc nối cấp tiếp nhận được từ lưới điện là có thể nhận được một vector tổng, nó đại diện cho tổng công suất toàn phần S_v mà hệ thống điều tốc nối cấp tiếp nhận được từ lưới điện. Vấn đề là làm thế nào để tìm được vector S_F ?

Khi mômen phụ tải là không đổi, có thể coi đồng diện các van của BĐ2 khi làm việc ở những tốc độ quay khác nhau là như nhau. Ngoài ra, điện áp phía thứ cấp BA là không đổi, nên công suất toàn phần S_F truyền từ thứ cấp máy biến áp nghịch lưu đến lưới điện xoay chiều cũng không thay đổi, nhưng thành phần công suất phản kháng và công tác tác dụng của nó khi điều chỉnh góc β_2 để điều tốc đã có thay đổi. Công suất tác dụng P_F trả về lưới điện sẽ bằng công suất trượt ở đầu ra của rotor động cơ, và tỷ lệ thuận với hệ số trượt. Như vậy có thể dựa vào điều kiện:

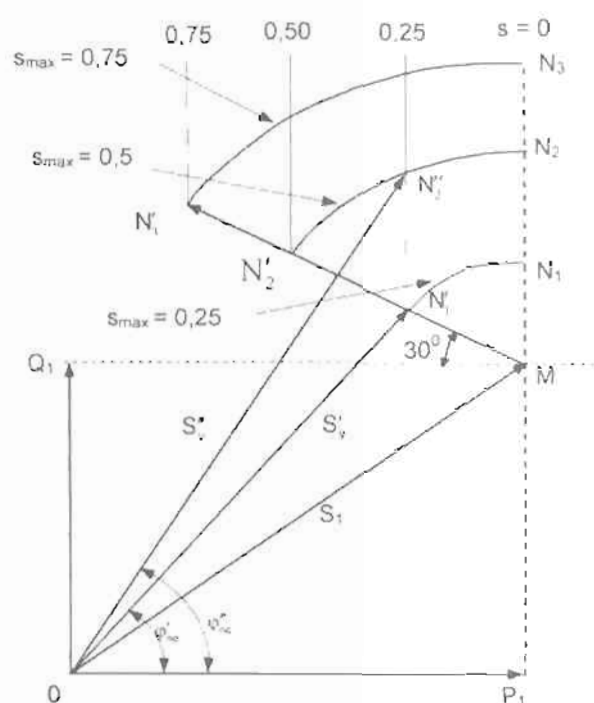
$$\beta = \beta_{\min} = 30^\circ \text{ khi } s = s_{\max}$$

có thể tìm được đoạn thẳng MN' biểu diễn cho vector S'_F lúc bấy giờ. Trong hình 9.19 đã giả thiết phạm vi điều tốc là 2 : 1, khi đó công suất tác dụng ở phía máy biến áp nghịch lưu trả về mạng điện là $P'_F = s_{\max} P_1 = \frac{P_1}{2}$,

đồng thời trong hình vector P'_F được vẽ trên trục hoành và nó là công suất chuyển trả về lưới điện nên phương chiều của vector ngược với P_1 , vector P'_F là hình chiếu của vector S'_F trên trục hoành. Nối điểm mút N' của vector S'_F với điểm gốc tọa độ sẽ tìm được vector công suất toàn phần S'_v của hệ thống điều tốc nối cấp khi $s = s_{\max} = 0,5$ và hệ số công suất tổng của hệ thống là $\cos \varphi'_{nc}$. Căn cứ vào sự phân tích trên dễ dàng tìm được hệ số công suất tổng của hệ thống này khi làm việc ở các tốc độ quay khác nhau. Khi thay đổi hệ số trượt, độ lớn của S_F không thay đổi, nhưng phương chiều phải thay đổi. Lấy M làm tâm, $\widehat{MN'}$ làm bán kính vẽ cung tròn $\widehat{MN'}$, điểm mút của vector công suất toàn



Hình 9.19. Phương pháp tích phân đồ thị hệ số công suất của hệ thống điều tốc nối cấp



Hình 9.20. Ảnh hưởng của phạm vi điều tốc đối với hệ số công suất của hệ thống điều tốc nối cấp

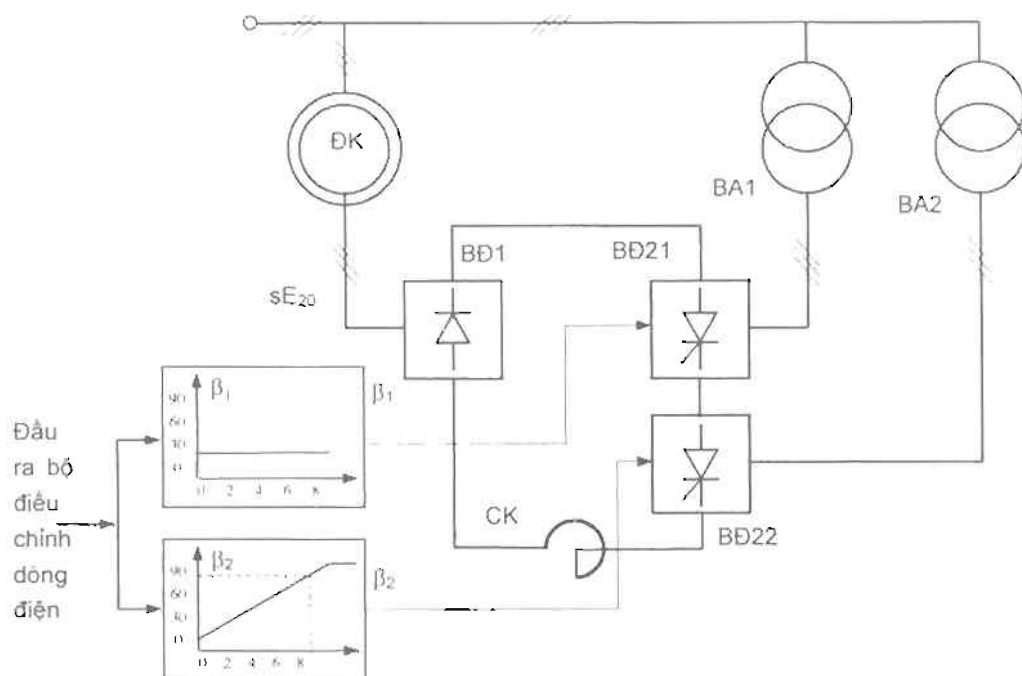
phần sẽ nằm trên cung tròn này. Từ quỹ tích điểm mút vector công suất vào S_v , dựa vào quan hệ $P_F = sP_1$ có thể tìm được phương chiều của vector S_F với một trị số s nào đó. Chẳng hạn khi $s = 0$ (coi như hệ thống làm việc với tốc độ lớn nhất) $\beta = 90^\circ$, lúc này bộ nghịch lưu không truyền công suất tác dụng, công suất toàn phần máy biến nghịch lưu áp nhận từ lưới S_F bằng công suất phản kháng Q_F , hệ số công suất tương ứng của máy biến áp nghịch lưu bằng 0. Trong hình vector mà đoạn MN đại diện chính là vector S_F khi $s = 0$, $\beta = 90^\circ$. Nối O với N sẽ được vector công suất toàn phần tổng S_v , góc hệ số công suất tổng của hệ thống là φ_{nc} . Có thể thấy rằng, trong một phạm vi điều tốc nhất định, theo mức tăng của hệ số trượt của động cơ, hệ số công suất của hệ thống sẽ giảm xuống.

Hình 9.20 đã thể hiện ảnh hưởng của phạm vi điều tốc đối với hệ số công suất. Trong đó $\overline{N_1N'_1}$, $\overline{N_2N'_2}$, $\overline{N_3N'_3}$, lần lượt đại diện cho quỹ tích biến đổi của điểm mút của vector công suất S_F mà máy biến áp nghịch lưu tiếp nhận được từ lưới điện khi ở tốc độ quay thấp nhất với $s_{max} = 0,25$; 0,5 và 0,75. Vector S'_1 mà đoạn thẳng ON'_1 đại diện là vector công suất toàn phần của hệ thống khi $s_{max} = 0,25$, động cơ làm việc ở $s = 0,25$, trong trường hợp này hệ số công suất của hệ thống là $\cos\varphi'_{nc}$. Vector S'_2 mà đoạn thẳng ON'_2 đại diện là vector công suất toàn phần của hệ thống khi $s_{max} = 0,5$, động cơ làm việc ở $s = 0,25$, trong trường hợp này hệ số công suất của hệ thống là $\cos\varphi''_{nc}$. Có thể thấy rằng, do phạm vi điều tốc khác nhau, dù cho động cơ làm việc tuy ở cùng một tốc độ quay, nhưng hệ số công suất không bằng nhau. Đối với hệ thống có phạm vi điều tốc rộng, chênh lệch của hệ số công suất càng rõ ràng hơn. Về mặt vật lý cũng dễ giải thích vấn đề này, bởi vì phạm vi điều tốc của hệ thống càng lớn thì công suất phản kháng bộ nghịch lưu nhận được từ lưới điện cũng càng nhiều, làm cho hệ số công suất của hệ thống càng thấp. Khi hệ thống làm việc ở cùng một tốc độ quay, hệ thống điều tốc nối cấp ứng với phạm vi điều tốc lớn, góc pha tương ứng của nó càng lớn, điều đó làm cho hệ thống làm việc với hệ số công suất thấp ở phía bộ nghịch lưu.

9.6.1.2. Phương hướng nâng cao hệ số công suất của hệ thống điều tốc nối cấp

Đối với hệ thống điều tốc nối cấp phạm vi điều tốc rộng, việc nâng cao hệ số công suất là vấn đề nhiều người quan tâm, cũng là một trong những vấn đề mấu chốt để làm cho hệ thống điều tốc nối cấp được sử dụng rộng rãi trong thực tiễn. Một số phương pháp cải thiện hệ số công suất thường dùng là:

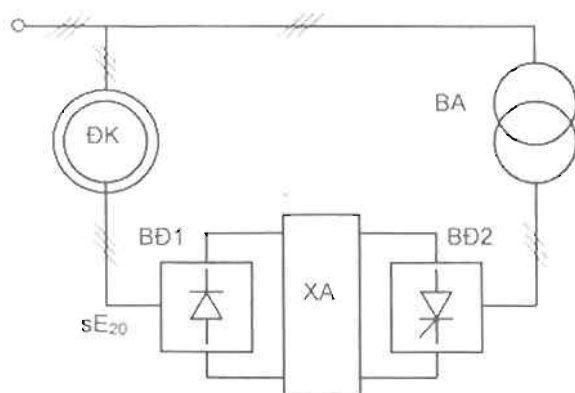
1. Điều khiển không đối xứng bộ nghịch lưu, đây là liên kết dọc dùng hai sơ đồ chỉnh lưu có điều khiển với sơ đồ nguyên lý như trên hình 9.21, thực hiện điều khiển không đối xứng góc nghịch lưu của hai sơ đồ BĐ21 và BĐ22.
2. Sử dụng bộ nghịch lưu có thiết bị chuyển mạch cưỡng bức, để không chế thời điểm chuyển mạch nhằm tạo ra sự vượt pha của dòng so với áp. Phương pháp này cải thiện có hiệu quả đối với hệ số công suất của hệ thống, nhưng mạch điện bộ nghịch lưu khá phức tạp.
3. Trọng mạch điện một chiều rotor động cơ mắc thêm thiết bị điều tốc nối cấp điều khiển sóng hình gập khúc, là phương pháp rất có hiệu quả để cải thiện hệ số công suất, mà mạch điện tương đối đơn giản, dưới đây sẽ trình bày cụ thể hơn.



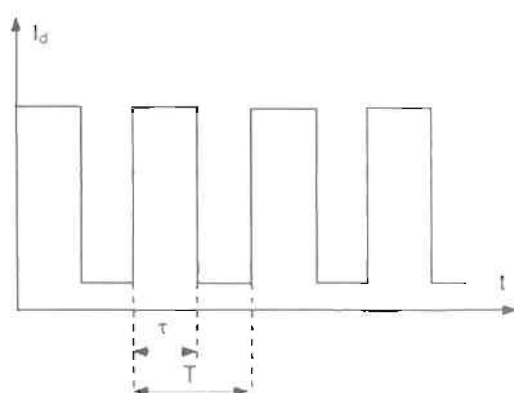
Hình 9.21. Mối liên kết đọc của bộ nghịch lưu trong hệ thống điều tốc nổi cấp

9.6.1.3. Hệ thống điều tốc nổi cấp điều khiển sóng gấp khúc

Sơ đồ nguyên lý của hệ thống điều tốc nổi cấp có bộ điều khiển sóng gấp khúc như trên hình 9.22. Nó khác với hệ thống điều tốc nổi cấp thông thường ở chỗ trong mạch điện một chiều của rotor bố trí thêm bộ biến đổi xung điện áp một chiều (bộ băm xung) XA, bộ chỉnh lưu rotor thông qua bộ xung áp nối với bộ nghịch lưu BD2. Bộ biến đổi xung điện áp một chiều XA có thể cấu tạo bởi các tiristor thông dụng hoặc dùng các van công suất điều khiển hoàn toàn. Trong hệ thống này góc điều khiển của bộ nghịch lưu có thể lấy trị số khá nhỏ và cố định không đổi, do đó giảm được sự tiêu thụ công suất phản kháng, nâng được hệ số công suất.



Hình 9.22. Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc điều khiển sóng gấp khúc



Hình 9.23. Đồ thị $I_d = f(t)$ khi điều tốc nổi cấp sóng gấp khúc rotor

a) Nguyên lý làm việc

Trong hệ thống như trên hình 9.22, bộ xung áp làm việc ở trạng thái đóng ngắt. Khi XA đóng, đầu ra BD1 được nối ngắn mạch, động cơ tương đương với trạng thái làm việc rotor ngắn mạch; khi XA cắt, động cơ làm việc ở trong điều kiện nối dây kiểu điều tốc nối cấp. Để nâng cao hệ số công suất của hệ thống, giảm bớt công suất phản kháng của bộ nghịch lưu tiếp nhận được từ mạng lưới điện, luôn làm cho bộ nghịch lưu làm việc ở góc nghịch lưu cực tiểu và không thay đổi theo tốc độ quay. Hình 9.23 đã vẽ ra đồ thị của dòng điện đầu ra của bộ chỉnh lưu rotor sau khi đã bỏ qua quán tính điện từ. Nếu chu kỳ đóng mở của XA là T , thời gian đóng của XA là τ thì

điện áp của bộ nghịch lưu qua XA truyền đến bộ chỉnh lưu là $\frac{T-\tau}{T} U_{d2\beta}$.

Khi cả BD1 và BD2 đều mắc theo sơ đồ cầu, phương trình điện áp khi không tải lý tưởng là:

$$\begin{aligned} 2,34s_n E_{2u} &= 2,34(1 - \frac{\tau}{T}) U_2 \cos \beta_{\min} \\ n_0 &= n_{db} \left[1 - (1 - \frac{\tau}{T}) \frac{U_2}{E_{2u}} \cos \beta_{\min} \right] \end{aligned} \quad (9.56)$$

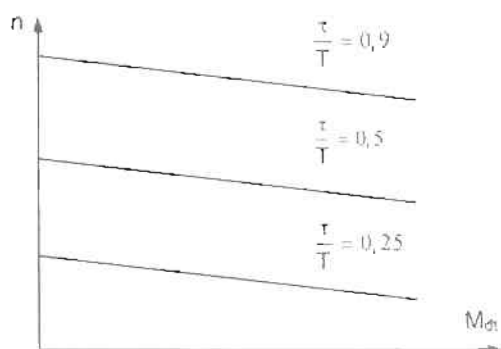
trong đó n_0 là tốc độ quay không tải lý tưởng với các giá trị khác nhau của $\frac{\tau}{T}$;

n_{db} là tốc độ quay đồng bộ của động cơ.

Dựa vào công thức (9.56), khi $\beta = \beta_{\min}$ cố định không đổi, chỉ cần thay đổi tỷ số $\frac{\tau}{T}$ là có thể thay đổi tốc độ quay không tải lý tưởng của động cơ không đồng bộ. Khi động cơ mang tải, do sụt áp tăng lên dẫn tới sụt tốc độ quay cho nên động cơ không đồng bộ có đường đặc tính cơ khi làm việc điều tốc nối cấp có bộ XA giống với điều tốc nối cấp bình thường, các đặc tính là chuyển dịch song song theo sự sụt giảm của $\frac{\tau}{T}$. Nhưng bởi vì mạch điện một chiều của rotor làm việc ở trạng thái băm xung, làm cho điện trở tương đương cũng giảm xuống. Vì vậy đường đặc tính cơ khi điều tốc nối cấp điều khiển kiểu băm xung cứng hơn một ít, hình 9.24 đã biểu diễn đường đặc tính cơ tương ứng.

b) Hệ số công suất của hệ thống

Để nâng cao hệ số công suất của hệ thống, có thể giả thiết góc nghịch lưu là $\beta_{\min}$, như thế công suất phản kháng mà bộ nghịch lưu nhận được từ lưới điện có thể đạt tới mức nhỏ nhất. Bởi vì lúc làm việc ở tốc độ thấp nhất, bộ tạo sóng gấp khúc không



Hình 9.24. Đường đặc tính cơ của động cơ không đồng bộ khi làm việc điều tốc nối cấp điều khiển băm xung

làm việc, nghĩa là tỷ số $\frac{T}{T} = 0$; lúc này cần phải thỏa mãn quan hệ $s_{\max} E_{20} = U_2 \cos \beta_{\min}$, cho nên $\beta_{\min}$ phải chọn trong phạm vi điều tốc của hệ thống.

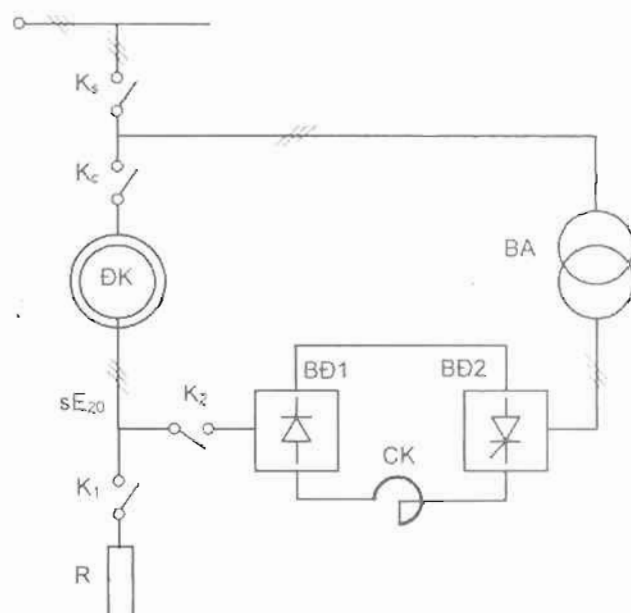
9.6.2. Khởi động hệ thống điều tốc nổi cấp

Bởi vì hệ thống điều tốc nổi cấp dựa vào bộ nghịch lưu tạo ra sức điện động phụ, để hệ thống làm việc được bình thường, tránh sự cố cho bộ nghịch lưu, bảo đảm cho việc khởi động và hãm của hệ thống được hợp lý. Nguyên tắc chung của nó là khi khởi động phải làm cho bộ nghịch lưu nối với lưới điện trước khi nối với động cơ, lúc dừng máy thì nó phải thoát khỏi lưới điện sau động cơ để phòng cho phía xoay chiều của bộ nghịch lưu không bị ngắt điện, các tiristor của bộ nghịch lưu không khoá gây ra sự cố ngắn mạch của bộ nghịch lưu. Hệ thống điều tốc nổi cấp thường có hai phương pháp khởi động.

9.6.2.1. Khởi động gián tiếp

Phần lớn các thiết bị trong sản xuất công nghiệp đều không đòi hỏi phải điều tốc hoàn toàn từ không đến định mức, đặc biệt đối với các loại máy bơm, máy nén khí, phạm vi điều tốc không lớn. Để giảm dung lượng của các thiết bị điều tốc nổi cấp, tránh bị hỏng do chịu điện áp quá lớn, thường dùng phương pháp khởi động bằng cách mắc điện trở vào mạch rotor hoặc sử dụng bộ biến trở nhảy với tần số. Khi khởi động, chờ cho tốc độ động cơ tăng đạt đến hệ số trượt tối đa mà hệ thống điều tốc nổi cấp thiết kế, mới cho các thiết bị điều tốc nổi cấp làm việc. Do các loại máy này không thường xuyên khởi động, điện trở khởi động thường được chọn theo chế độ làm việc ngắn hạn, dung lượng và thể tích của chúng đều nhỏ. Việc chuyển đổi quá trình khởi động từ giai đoạn khởi động với điện trở phụ trong mạch rotor chuyển sang khởi động với thiết bị điều tốc nổi cấp có thể sử dụng phương pháp không chế tự động theo nguyên tắc thời gian hoặc nguyên tắc tốc độ.

Hình 9.25 là sơ đồ nguyên lý điều khiển khởi động gián tiếp. Thứ tự thao tác khởi động như sau: Trước tiên đóng công tắc tổng K_s cấp điện cho cuộn sơ cấp máy biến áp BA, BD2 làm việc ở chế độ nghịch lưu chờ với góc nghịch lưu $\beta_{\min}$. Tiếp theo lần lượt đóng các tiếp điểm của K_1 (đóng điện trở khởi động R), sau đó đóng K_c (cấp điện cho mạch stator của động cơ), động cơ được khởi động với điện trở phụ R trong mạch rotor), đồng thời cắt K_2 . Khi động cơ tăng tốc đến tốc độ phù hợp, thực hiện cắt K_1 và đóng K_2 để loại bỏ điện trở phụ R và chuyển động cơ sang làm việc ở chế độ nổi cấp.



Hình 9.25. Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều tốc nổi cấp điều khiển khởi động gián tiếp

Khi dừng máy, do không có tác dụng hãm, nên trước tiên phải cắt K_2 (làm cho mạch rotor của động cơ tách khỏi thiết bị nổi cấp), tiếp đến cắt K_c , tránh cho sự hủy hoại bộ chỉnh lưu và bộ nghịch lưu do điện áp cao cảm ứng khi cắt điện gây ra.

Trong một số trường hợp cũng có thể không sử dụng thiết bị đo kiểm s_{max} mà cho phép động cơ khởi động đến tốc độ cao nhất theo phương thức dùng điện trở phụ, tiếp đến chuyển đổi sang chế độ điều tốc nổi cấp, sau đó theo yêu cầu công nghệ điều chỉnh tới tốc độ cần thiết để làm việc. Phương thức khởi động này làm cho bộ chỉnh lưu và bộ nghịch lưu không vượt quá điện áp định mức, đảm bảo an toàn cho các thiết bị.

9.6.2.2. Khởi động trực tiếp

Khởi động trực tiếp hay còn gọi là khởi động theo phương thức nổi cấp. Nó được dùng ở các hệ thống điều tốc phạm vi rộng. Khi điều khiển khởi động, ngoài bộ nghịch lưu được phép nối vào lưới điện trước khi nối vào động cơ, còn cần phải làm cho stator của động cơ được ưu tiên nối trước với lưới điện xoay chiều (lúc này mạch rotor ở vào trạng thái hở mạch), để phòng dòng cầu dao lúc khởi động điện áp cao đi qua mạch rotor làm hỏng thiết bị chỉnh lưu, sau đó nối mạch rotor động cơ với bộ chỉnh lưu BD1. Lấy hình 9.25 làm ví dụ: thứ tự làm việc là $K_s - K_c - K_2$ (không có K_1 và R). Khi nối mạch rotor với BD1, do điện áp chỉnh lưu rotor là $2,34E_{20}$ nhỏ hơn điện áp nghịch lưu $2,34 U_2 \cos \beta_{min}$, mạch điện một chiều không có điện, động cơ vẫn chưa được khởi động. Chờ cho sau khi có tín hiệu phát ra, theo mức tăng của β , điện áp nghịch lưu giảm xuống, xuất hiện dòng điện một chiều, động cơ mới được tăng tốc từ từ cho đến khi đạt tốc độ quay theo giá trị đặt.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 9

- 9.1. Khái niệm về điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ bằng phương pháp nổi cấp?
- 9.2. Cách thức tạo ra sức điện động phụ trong mạch rotor của động cơ không đồng bộ khi điều tốc nổi cấp và nguyên lý làm việc của hệ?
- 9.3. Phân loại hệ điều tốc nổi cấp thứ đồng bộ và các dạng sơ đồ của hệ?
- 9.4. Phân loại hệ điều tốc nổi cấp theo hướng truyền của công suất trượt?
- 9.5. Tính toán dung lượng máy biến áp nghịch lưu trong hệ thống điều tốc nổi cấp có BD2 là sơ đồ chỉnh lưu cầu 3 pha, biết: s.d.đ. định mức rotor động cơ là $E_{2dm} = 254V$, dòng điện định mức mạch rotor động cơ $I_{2dm} = 520A$, phạm vi điều tốc yêu cầu $D = 2,5 : 1$. Nhận xét?
- 9.6. So sánh về mặt hiệu suất giữa hệ điều tốc nổi cấp và hệ điều tốc bằng cách đưa điện trở phụ vào mạch rotor động cơ không đồng bộ ba pha?
- 9.7. Các chế độ làm việc có thể gặp của bộ chỉnh lưu rotor (BD1) trong hệ điều tốc nổi cấp thứ đồng bộ?
- 9.8. Hệ điều tốc nổi cấp hai mạch vòng và sơ đồ cấu trúc trạng thái động của hệ?
- 9.9. Khái niệm về hệ điều tốc nổi cấp siêu đồng bộ, sơ đồ và nguyên lý làm việc?
- 9.10. Phân tích các chế độ làm việc có thể có của hệ điều tốc nổi cấp siêu đồng bộ?
- 9.11. Hệ số công suất và các biện pháp nâng cao hệ số công suất của hệ điều tốc nổi cấp?
- 9.12. Biện pháp khởi động hệ điều tốc nổi cấp?

Chương 10

HỆ THỐNG ĐIỀU CHỈNH TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU ĐỒNG BỘ BẰNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHỈNH TẦN SỐ

10.1. KHÁI NIỆM CHUNG

Động cơ đồng bộ là loại động cơ mà tốc độ quay của rotor luôn bằng tốc độ từ trường quay và có giá trị không đổi khi tần số nguồn cung cấp không đổi. Các động cơ đồng bộ được chế tạo với dải công suất rất rộng, công suất nhỏ như động cơ dùng để quay chiếc đồng hồ định giờ, công suất lớn đạt đến hàng chục nghìn kW dùng để truyền động cho các hệ thống nén khí, bơm nước, v.v... Ngoài ra động cơ đồng bộ còn có một ưu điểm nổi bật là có thể điều chỉnh được hệ số công suất của nó bằng việc không chế cuộn kích từ, có thể làm cho hệ số công suất bằng 1 hoặc có thể phát ra công suất phản kháng ($\varphi < 0^\circ$, thực hiện chức năng bù công suất phản kháng). Trong một nhà máy chỉ cần có một vài hệ thống với dung lượng rất lớn quay với vận tốc bất biến (chẳng hạn như máy bơm, máy nén khí) dùng động cơ đồng bộ là có thể cải thiện được hệ số công suất của toàn nhà máy. Tuy nhiên, do quá trình khởi động động cơ khá phức tạp, đặc biệt là với động cơ công suất lớn, nghiêm trọng có thể phát sinh dao động mạnh gây nguy hiểm cho hệ thống và các thiết bị. Ngoài ra, việc điều chỉnh tốc độ động cơ đồng bộ duy nhất chỉ có thể điều chỉnh tốc độ bằng thay đổi tần số nguồn, nên trước đây khi chưa có các bộ biến đổi tần số bán dẫn công suất lớn và giá thành thấp thì động cơ đồng bộ hầu như chỉ được dùng để truyền động cho các phụ tải công nghiệp không yêu cầu điều chỉnh tốc độ, mà thường là các phụ tải công suất lớn hoặc rất lớn.

Từ khi kỹ thuật bán dẫn công suất và kỹ thuật vi xử lý phát triển, các bộ biến tần bán dẫn được sản xuất hàng loạt với giá thành ngày càng thấp thì việc sử dụng động cơ đồng bộ trong các hệ thống truyền động điện có điều chỉnh tốc độ đã trở nên phổ biến. Khi sử dụng điều khiển phối hợp điện áp tần số, động cơ đồng bộ đã trở thành một trong những động cơ có khả năng điều chỉnh tốc độ trong phạm vi rộng với chất lượng cao. Về vấn đề khởi động, với việc sử dụng biến tần có cài đặt chương trình điều khiển phù hợp cho phép khởi động mà không cần thêm các thiết bị phụ, kể cả động cơ công suất lớn cỡ vài chục MW. Còn về vấn đề mất đồng bộ khi góc chậm sau của rotor động cơ quá lớn, hiện tại với các hệ có các mạch vòng kín tốc độ quay và tần số đã giải quyết được.

Nguyên lý cơ bản của phương pháp điều chỉnh tốc độ động cơ đồng bộ bằng thay đổi tần số nguồn cũng giống như đối với động cơ không đồng bộ, vì vậy các nội dung phân tích ở chương 8 về cơ bản có thể dùng cho hệ điều chỉnh tần số – động cơ đồng bộ, trong chương này chỉ tập trung trình bày những đặc điểm của điều khiển động cơ đồng bộ. Trước tiên, sự khác biệt chủ yếu giữa động cơ đồng bộ và động cơ không đồng bộ được thể hiện ở mấy điểm như sau:

1. Từ trường của động cơ không đồng bộ được sinh ra do cuộn dây stator khi được cấp điện, còn ở động cơ đồng bộ thì do từ trường một chiều do cuộn dây rotor được cung cấp dòng kích từ một chiều tạo ra, đây là trường hợp thường xuất hiện trong động cơ đồng bộ cỡ lớn và cỡ vừa. Trong động cơ đồng bộ loại nhỏ từ trường

được tạo ra bằng nam châm vĩnh cửu, từ trường này có thể coi là bất biến. Còn có loại động cơ đồng bộ kiểu từ trở, mà rotor của nó không có từ trường nào cả, từ trường do cuộn dây stator sinh ra (giống như động cơ không đồng bộ), dựa vào sự thay đổi của từ trở trên cực lõi tạo ra mômen điện từ đồng bộ.

2. Giữa tốc độ góc đồng bộ ω_1 của động cơ điện xoay chiều và tần số nguồn điện f_1 của stator có quan hệ xác định như sau:

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{n_p} \quad (10.1)$$

Tốc độ góc của rotor động cơ không đồng bộ khi làm việc luôn luôn thấp hơn tốc độ đồng bộ, hiệu giữa hai tốc độ đó gọi là độ sụt tốc độ ω_s . Tốc độ góc của rotor của động cơ đồng bộ chính là tốc độ đồng bộ, độ sụt tốc độ của nó $\omega_s = 0$.

3. Động cơ không đồng bộ luôn luôn làm việc với hệ số công suất chậm sau, còn hệ số công suất của động cơ đồng bộ có thể được điều chỉnh bằng kích từ, có thể vượt trước hoặc chậm sau. Hay nói cách khác động cơ đồng bộ ngoài việc mang phụ tải cơ khí, còn có thể phát ra công suất phản kháng.

4. Ba cuộn dây ba pha của stator động cơ đồng bộ giống như ba cuộn dây ba pha của stator của động cơ không đồng bộ, còn cuộn dây rotor thì khác. Động cơ đồng bộ ngoài cuộn dây kích từ một chiều (hoặc nam châm vĩnh cửu) còn có thể có một cuộn dây chống dao động được nối ngắn mạch (hay còn gọi là cuộn dây cản). Khi động cơ đồng bộ làm việc, cuộn dây cản có tác dụng ngăn cản hiện tượng dao động khi mang tải nặng. Trong hệ điều tốc động cơ đồng bộ bằng thay đổi tần số với mạch vòng kín tốc độ, cuộn dây chống dao động sẽ mất tác dụng chủ yếu của nó và gây phức tạp cho mô hình toán học của hệ thống.

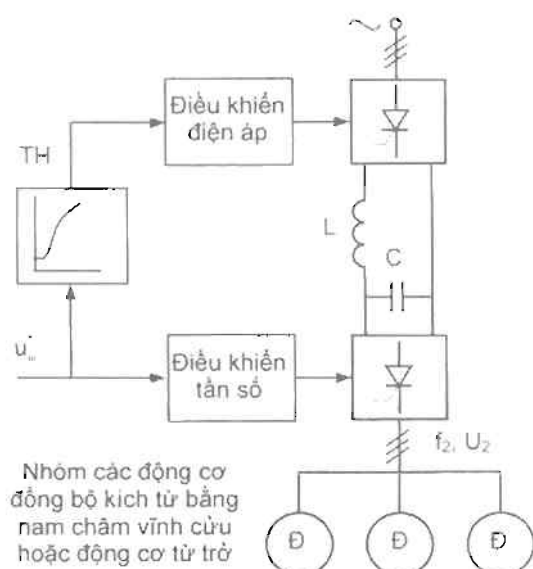
5. Khe hở không khí của động cơ không đồng bộ là đều nhau, còn ở động cơ đồng bộ có sự khác biệt do cực ấn hoặc cực lõm. Trong động cơ cực ấn có khe hở không khí đồng đều, còn ở động cơ cực lõm thì khe hở không đồng đều, từ trở dọc theo trục cực từ nhỏ, từ trở của trục trục giao với nó lớn, hệ số điện cảm giữa hai trục không giống nhau, vì thế có thể tạo ra thành phần từ trở mômen (mômen phản kháng).

Thiết bị biến tần dùng để điều chỉnh tốc độ động cơ đồng bộ có thể là các bộ biến tần gián tiếp nguồn áp, bộ biến tần gián tiếp nguồn dòng, bộ biến tần trực tiếp (bộ biến tần xoay chiều – xoay chiều) hoặc bộ biến tần SPWM, khi nghiên cứu về hệ thống điều khiển động cơ đồng bộ chỉ chọn một trong những số đó để xem xét, sẽ không đi sâu từng loại một. Bộ biến tần trong hệ thống điều tốc biến tần – động cơ đồng bộ được phân thành hai nhóm lớn là biến tần điều khiển ngoài (độc lập) và biến tần tự điều khiển (phụ thuộc). Hệ thống điều chỉnh tốc độ sử dụng bộ biến tần dùng nghịch lưu độc lập tạo điện áp xoay chiều có giá trị điện áp và tần số theo yêu cầu để cấp cho động cơ đồng bộ được gọi là hệ thống điều tốc biến tần điều khiển ngoài, chúng hoàn toàn tương tự như các bộ biến tần dùng để điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ đã xét. Hệ thống điều chỉnh tốc độ với thiết bị biến tần dùng bộ đo kiểm vị trí rotor trên trục động cơ để không chế việc phát xung điều khiển các van nghịch lưu gọi là hệ thống điều tốc biến tần tự điều khiển. Sau đây sẽ lần lượt nghiên cứu từng loại đó.

10.2. HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ VỚI BIẾN TẦN ĐIỀU KHIỂN NGOÀI VÀ ĐIỀU KHIỂN VECTOR

10.2.1. Hệ thống điều tốc nhiều động cơ đồng bộ điều khiển tỷ số điện áp tần số không đổi mạch vòng hở tốc độ quay

Hình 10.1 thể hiện hệ thống điều tốc nhiều động cơ đồng bộ điều khiển tỷ số điện áp tần số không đổi mạch vòng hở tốc độ quay. Đây là loại hệ thống điều tốc biến tần đơn giản nhất, thường gặp trong hệ thống truyền động nhiều động cơ công suất nhỏ của ngành công nghiệp hóa chất và công nghiệp dệt. Nhiều động cơ đồng bộ kích từ bằng nam châm vĩnh cửu hoặc động cơ từ trở được cung cấp điện áp xoay chiều từ một bộ biến tần chung, do một tín hiệu tốc độ quay thống nhất cho trước U_w đồng thời điều chỉnh tốc độ của nhiều động cơ, kèm bộ tạo hàm số TH để bù sụt áp của stator đã không chế được tỷ số điện áp tần số không đổi. Điều chỉnh từ từ giá trị U_w có thể thay đổi tốc độ quay của động cơ, sau khi đạt tới tốc độ định mức, điện áp của khâu một chiều trung gian không thể tiếp tục tăng lên, nếu muốn tiếp tục nâng cao tần số, động cơ sẽ ở vào vùng làm việc công suất không đổi từ trường yếu, khi đó tăng tốc độ mômen quay của động cơ sẽ giảm.

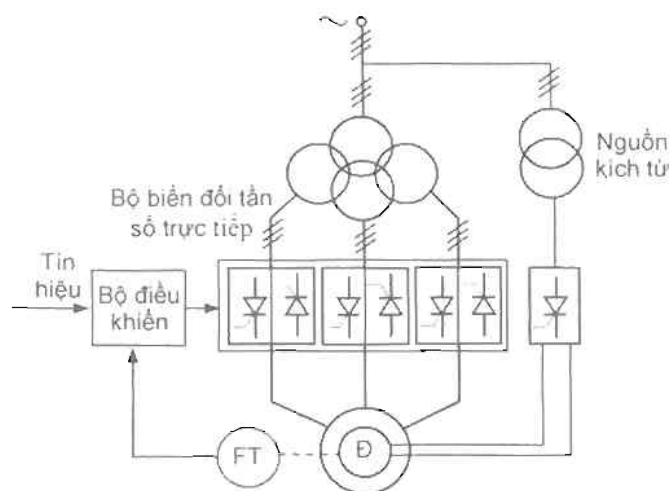


Hình 10.1. Hệ thống điều tốc biến tần đảm bảo tỷ số điện áp tần số không đổi của nhóm nhiều động cơ đồng bộ

TH – bộ tạo hàm số; CL – bộ chỉnh lưu có điều khiển; NL – bộ nghịch lưu nguồn áp

10.2.2. Hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ đồng bộ công suất lớn tốc độ thấp sử dụng bộ biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều)

Một loại hệ thống điều tốc biến tần – động cơ đồng bộ dùng để truyền động công suất lớn tốc độ thấp, như máy cán đảo chiều không có bánh răng, máy tời ở mỏ, máy nghiền của nhà máy xi măng v.v... Sử dụng bộ biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều) với tần số đầu ra chỉ nằm trong khoảng $20 \div 25$ Hz (trong khi tần số lưới điện là 50 Hz), đối với động cơ đồng bộ có số đôi cực từ lớn ($n_p = 10$), tốc độ quay đạt ở mức $120 \div 150$ vg/phut, dùng để trực tiếp dẫn động trực cán là rất phù hợp, có thể bỏ được hộp giảm tốc rất cồng kềnh. Loại động cơ đồng bộ này trong mạch rotor đều có cuộn dây kích từ được cấp điện áp một chiều thông qua vành trượt, hoặc do một máy kích từ xoay chiều kết hợp với bộ chỉnh lưu quay cùng trục với rotor cấp điện. Cực từ thường theo kiểu lõi, có cuộn dây cán, mặc dù ở đây không phải dùng cuộn dây này để hạn chế dao động, nhưng nó có thể làm giảm thành phần sóng hài, ngoài ra, cuộn dây cán có thể làm nhanh quá trình đổi chiều dòng điện, bởi vì nó có thể làm giảm trở kháng động của động cơ điện. Sơ đồ cấu trúc cơ bản của hệ thống điều tốc như trên hình 10.2, trong đó bộ điều khiển có thể là dạng thông dụng, cũng có thể dùng kiểu điều khiển vector; bộ điều khiển vector sẽ được nghiên cứu kỹ hơn ở mục sau.



Hình 10.2. Hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ công suất lớn tốc độ thấp sử dụng bộ biến tần trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều)

10.2.3. Hệ thống biến tần điều khiển vector – động cơ đồng bộ

Để có được chất lượng cao, hệ thống điều tốc biến tần – động cơ đồng bộ cũng có thể sử dụng thuật toán điều khiển vector. Nguyên lý cơ bản của nó cũng giống như điều khiển vector của động cơ không đồng bộ, cũng có thể thông qua phép biến đổi tọa độ vector không gian dòng điện (đại diện cho sức từ động), chuyển đổi tương đương thành động cơ một chiều, sau đó lại phóng theo phương pháp điều khiển động cơ một chiều để tiến hành điều khiển. Bởi vì kết cấu của động cơ đồng bộ khác với kết cấu của động cơ không đồng bộ, nên biểu diễn vector của nó có những nét riêng biệt.

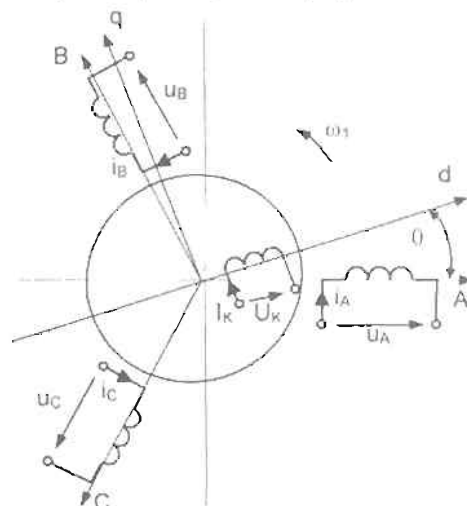
Đặc điểm chủ yếu của động cơ đồng bộ là: stator của nó có 3 cuộn dây xoay chiều 3 pha, rotor có một cuộn dây kích từ được cấp bởi dòng một chiều (hoặc kích từ nam châm vĩnh cửu). Để làm rõ vấn đề, trước tiên phải bỏ qua một số yếu tố phụ và đưa ra một số giả thiết như sau:

1. Cực của động cơ là ẩn, hoặc bỏ qua sự thay đổi từ trở của cực từ lồi.
2. Không có cuộn dây cản, nội cách khác là bỏ qua hiệu ứng của cuộn dây cản.
3. Bỏ qua ảnh hưởng của điện trở và điện cảm tản cuộn dây stator.

Các giả thiết cơ bản khác giống với các điều kiện giả định đã đưa ra khi nghiên cứu mô hình toán học động cơ không đồng bộ (xem 8.7).

Như vậy mô hình vật lý động cơ đồng bộ hai cực như trên hình 10.3, trong đó đường trục của 3 cuộn dây 3 pha A, B, C stator là cố định, điện áp u_A, u_B, u_C và dòng điện i_A, i_B, i_C đều là đối xứng.

Rotor quay với tốc độ góc đồng bộ ω_1 , cuộn dây kích từ trên rotor được cung cấp điện áp kích từ U_K một chiều tạo ra dòng điện kích từ I_K , trục dọc theo



Hình 10.3. Mô hình vật lý của động cơ đồng bộ hai cực

cực từ là d, vuông góc với trục d là trục q, tọa độ d – q quay trong không gian với tốc độ quay đồng bộ, góc giữa trục d và trục cố định A là góc θ biến thiên theo thời gian.

Hình 10.4a là đồ thị vector không gian của từ thông và sức điện động của động cơ đồng bộ, trong đó F_K và Φ_K dọc theo trục d là sức từ động kích từ và từ thông của mạch rotor, F_s là sức từ động tổng hợp của 3 pha stator, nó cũng là một vector quay đồng bộ, với một điều kiện phụ tải và kích từ nhất định vị trí tương đối của F_s và F_K là xác định. Sức từ động tổng hợp của F_s và F_K là F_Σ , từ thông tổng hợp là Φ_Σ . Từ thông Φ_Σ chính là tổng từ thông khe hở không khí của động cơ điện sau khi đã xét tới phản ứng của phần ứng, góc giữa F_s và F_Σ là θ_s , góc giữa F_K và F_Σ là θ_K , tất cả các vector này đều quay với tốc độ quay đồng bộ ω_1 . Cũng giống như khi phân tích động cơ không đồng bộ, F_s chia cho số vòng quấn tương ứng sẽ là vector tổng hợp i_s của dòng điện stator. Phân tích nó thành hai thành phần i_{sM} và i_{sT} , với i_{sM} dọc theo thành phần kích từ của từ thông tổng hợp Φ_Σ , còn i_{sT} là thành phần vuông góc với nó. Tương tự như vậy, vector dòng điện kích từ tương ứng với F_K cũng được phân thành hai thành phần i_{KM} và i_{KT} . Từ hình 10.4a dễ dàng tìm được các quan hệ:

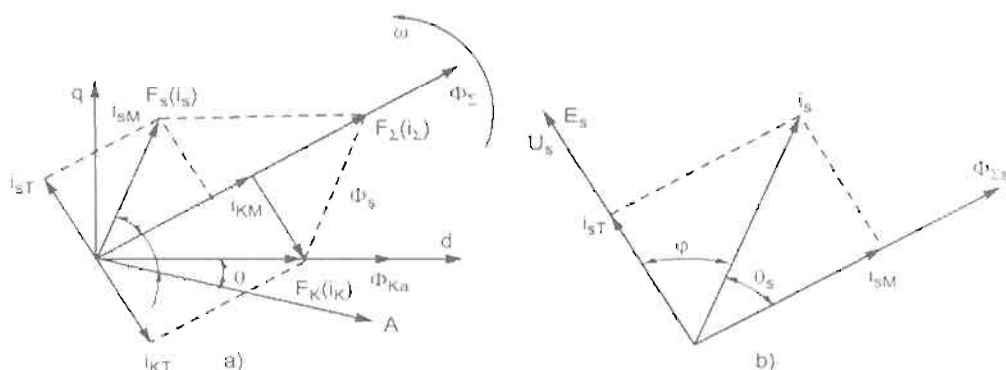
$$i_s = \sqrt{i_{sT}^2 + i_{sM}^2} \quad (10.2)$$

$$i_{KT} = -i_{sT} \quad (10.3)$$

$$i_K = \sqrt{i_{KT}^2 + i_{KM}^2} = \sqrt{i_{sT}^2 + (i_\Sigma - i_{sM})^2} \quad (10.4)$$

$$\theta_s = \cos^{-1} \frac{i_{sM}}{i_s} \quad (10.5)$$

$$\theta_K = \cos^{-1} \frac{i_\Sigma - i_{sM}}{i_K} \quad (10.6)$$



Hình 10.4. Vector không gian và góc pha thời gian gần đúng của động cơ đồng bộ
a) Vector không gian từ thông, sức từ động; b) Góc pha dòng điện, điện áp, từ thông

Hình 10.4b đã thể hiện quan hệ góc pha thời gian dòng điện, điện áp, từ thông Φ_Σ và góc của từ thông Φ_Σ với vector dòng điện i_s . Dựa vào nguyên lý động cơ, góc không gian θ_s giữa hai vector không gian Φ_Σ và F_s sẽ bằng góc pha thời gian giữa Φ_Σ và i_s . Dựa vào giả thiết bỏ qua điện trở và điện cảm tản của stator, điện áp trên cuộn dây stator U_s được coi như gần bằng sức điện động cảm ứng E_s , và có thể biểu thị bằng quan hệ:

$$U_s \approx E_s = 4,44f_1\Phi_{\Sigma s} \quad (10.7)$$

Từ các công thức (10.2) và (10.5) rút ra:

$$i_s \sin \theta_s = i_{sT} \quad (10.13)$$

Lấy các công thức (10.12) và (10.13) thay vào công thức (10.11), sau khi biến đổi ta được:

$$M_{dt} = C_m \Phi_{\Sigma} i_{sT} \quad (10.14)$$

trong đó
$$C_m = \frac{3}{\sqrt{2}} n_p N_1 k_{N1};$$

Φ_{Σ} – từ thông tổng hợp của kích từ và phản ứng;

i_{sT} – thành phần mômen quay của dòng điện stator.

Công thức này chứng tỏ, các vector sau khi biến đổi, công thức mômen điện từ động cơ đồng bộ đã hoàn toàn giống với các biểu thức mômen điện từ của động cơ một chiều.

Vì vậy, như hình 10.5 đã chỉ ra, hệ thống điều tốc biến tần điều khiển vector của động cơ đồng bộ đã sử dụng hình thức cấu trúc hai mạch vòng tựa như ở hệ thống điều tốc động cơ điện một chiều. Đầu ra của bộ điều chỉnh tốc độ quay R_{ω} là tín hiệu cho trước U_M^* của mômen, dựa vào công thức (10.14) lấy U_M^* chia cho tín hiệu mô phỏng của từ thông Φ_{Σ}^* là có thể nhận được tín hiệu cho trước của thành phần sinh mômen của dòng điện stator $U_{i_{sT}}^*$. Φ_{Σ}^* nhận được sau khi cho tín hiệu cho trước của từ thông U_{Φ}^* đi qua mô hình mô phỏng hiệu ứng chậm sau của từ thông, đồng thời, sau khi lấy U_{Φ}^* nhân với hệ số K_{Φ} nhận được tín hiệu cho trước của dòng điện kích từ tổng hợp $U_{i_c}^*$. Dựa theo yêu cầu của tín hiệu cho trước $U_{i_{sM}}^*$ mà hệ số công suất yêu cầu, kết hợp $U_{i_{sT}}^*$, $U_{i_c}^*$ và góc pha tọa độ quay θ lấy từ bộ chuyển đổi vị trí cùng đưa vào khối chuyển đổi thuật toán vector, dựa vào các công thức (10.2), (10.4), (10.5), (10.6), (10.9), (10.10) tính ra các đại lượng điện áp ứng với giá trị đặt dòng điện 3 pha của stator là $U_{i_A}^*$, $U_{i_B}^*$, $U_{i_C}^*$ và giá đặt dòng kích từ động cơ $U_{i_K}^*$. Các giá trị $U_{i_A}^*$, $U_{i_B}^*$, $U_{i_C}^*$ được so sánh với các tín hiệu dòng điện thực tế của động cơ U_{i_A} , U_{i_B} , U_{i_C} , sau đó được truyền qua bộ điều chỉnh dòng điện R_I tạo ra tín hiệu không chế biến tần, còn $U_{i_K}^*$ thì thông qua khâu điều khiển dòng điện kích từ R_{i_K} cho tín hiệu điều khiển BBD cung cấp cho cuộn kích từ động cơ (điều khiển dòng kích từ i_K). Hệ thống điều khiển vector thiết kế như vậy ngoài việc có thể đạt tới mức độ gần như hệ thống hai mạch vòng kín động cơ một chiều, còn có thể giữ được từ thông, sức điện động của rotor và hệ số công suất của động cơ đồng bộ không thay đổi khi phụ tải thay đổi. Nếu giả thiết thành phần dòng điện kích từ của stator $i_{sM} = 0$, thì hệ số công suất của động cơ bằng 1, dung lượng cần thiết của thiết bị biến tần sẽ nhỏ nhất.

Tuy nhiên, nguyên lý điều khiển vector là một kết quả gần đúng nhận được từ một loạt điều kiện giả thiết. Trên thực tế động cơ đồng bộ thường có cực lỗi, từ trở theo trục dọc (trục d) và trục ngang (trục q) là khác nhau, vì thế giá trị điện cảm cũng không giống nhau, cuộn dây cần trong rotor có ảnh hưởng nhất định tới chất lượng của hệ thống, điện trở và điện kháng tản của cuộn dây stator cũng có ảnh hưởng. Ngoài ra tính phi tuyến của đường cong từ hoá cũng ảnh hưởng tới chất lượng điều

chính của hệ thống. Sau khi xem xét tới các nhân tố kể trên, các phép tính của bộ thuật toán vector hệ thống thực tế sẽ phức tạp hơn rất nhiều, nhưng nguyên lý đều đã được phân tích rất rõ ràng. Muốn nghiên cứu sâu hơn về hệ thống điều khiển vector động cơ đồng bộ có thể tham khảo [6].

10.2.4. Mô hình toán học nhiều biến của động cơ đồng bộ

Nếu bỏ bớt 3 điều kiện giả thiết đã nêu ra ở mục trên, xét tới hiệu ứng cực lỗi, cuộn dây cán và điện kháng tản của stator, thì phương trình điện áp tổng quát của động cơ đồng bộ được viết thành:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_{\text{I}} i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B &= R_{\text{I}} i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C &= R_{\text{I}} i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \\ U_K &= R_K I_K + \frac{d\psi_K}{dt} \\ 0 &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\ 0 &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (10.15)$$

Trong đó 3 phương trình đầu là phương trình điện áp của các cuộn dây A, B, C của stator, phương trình thứ tư là phương trình điện áp một chiều của cuộn dây kích từ, hai phương trình cuối là phương trình điện áp của cuộn dây cán. Cuộn dây cán của động cơ thực tế là cuộn dây nhiều rãnh dẫn như ở kiểu động cơ lồng sóc, ở đây nó được đơn giản hoá thành hai cuộn dây tương đương độc lập trên trục d và trục q. Ý nghĩa và chiều dương của tất cả các ký hiệu trong (10.15) đều giống như ở động cơ không đồng bộ đã phân tích.

Dựa vào nguyên lý chuyển đổi tọa độ, thực hiện chuyển đổi hệ tọa độ A, B, C sang hệ tọa độ quay đồng bộ d, q, 0, đồng thời dùng p để biểu thị toán tử vi phân, thì 3 phương trình điện áp của stator sẽ biến đổi thành phương trình (10.16) [tham khảo công thức (8.110)].

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_{\text{I}} i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ u_q &= R_{\text{I}} i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \\ u_0 &= R_{\text{I}} i_0 + p\psi_0 \end{aligned} \right\} \quad (10.16)$$

Ba phương trình điện áp của rotor không thay đổi, bởi vì nó vốn đã là phương trình trên trục tọa độ d, q. Có thể dẫn ra 3 phương trình cuối của công thức (10.15):

$$\left. \begin{aligned} U_K &= R_K I_K + p\psi_K \\ 0 &= R_D i_D + p\psi_D \\ 0 &= R_Q i_Q + p\psi_Q \end{aligned} \right\} \quad (10.17)$$

Từ công thức (10.16) có thể thấy, từ hệ tọa độ cố định 3 pha sau khi chuyển đổi sang hệ tọa độ quay hai pha, phương trình điện áp của trục d, q về ý nghĩa vật lý vẫn giống như ở động cơ không đồng bộ bao gồm sụt áp điện trở, sức điện động biến áp ($p\psi_d$ và $p\psi_q$) và sức điện động quay ($-\omega\psi_q$ và $+\omega\psi_d$).

Phương trình từ thông trên hệ tọa độ quay đồng bộ hai pha là:

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= L_{ds}i_d + L_{dm}i_K + L_{dm}i_D \\ \psi_q &= L_{qs}i_q + L_{qm}i_Q \\ \psi_0 &= L_{is}i_0 \\ \psi_K &= L_{dm}i_d + L_{Kt}i_K + L_{dm}i_D \\ \psi_D &= L_{dm}i_d + L_{dm}i_K + L_{Dr}i_D \\ \psi_Q &= L_{qm}i_q + L_{Qt}i_Q \end{aligned} \right\} \quad (10.18)$$

trong đó:

$L_{ds} = L_{ts} + L_{dm}$ – tự cảm trên trục d của cuộn dây stator hai pha tương đương;

$L_{qs} = L_{ts} + L_{qm}$ – tự cảm trên trục q của cuộn dây stator hai pha tương đương;

L_{ts} – điện cảm tản của cuộn dây stator hai pha tương đương;

L_{dm} – hồ cảm giữa cuộn dây stator và rotor trên trục d; tương ứng với điện cảm phản ứng phản ứng trên trục d trong nguyên lý động cơ đồng bộ;

L_{qm} – hồ cảm giữa cuộn dây tato và rotor trên trục q; tương ứng với điện cảm phản ứng phản ứng trên trục q;

$L_{Kt} = L_{tK} + L_{dm}$ – tự cảm cuộn dây kích từ ;

$L_{Dr} = L_{tD} + L_{dm}$ – tự cảm cuộn dây cản trên trục d;

$L_{Qt} = L_{tQ} + L_{qm}$ – tự cảm cuộn dây cản trên trục q.

Trong phương trình điện áp và từ thông, phương trình của thành phần trên trục 0 là độc lập, không có ảnh hưởng đối với trục d, q, có thể không cần xem xét, ngoài ra, sau khi thay công thức (10.18) vào công thức (10.16), (10.17) và biến đổi có thể nhận được phương trình ma trận điện áp của động cơ đồng bộ:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ U_K \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds}p & -\omega L_{qs} & L_{dm}p & L_{dm}p & -\omega L_{qm} \\ \omega L_{ds} & R_s + L_{qs}p & \omega L_{dm} & \omega L_{dm} & L_{qm}p \\ L_{dm}p & 0 & R_K + L_{Kt}p & L_{dm}p & 0 \\ L_{dm}p & 0 & L_{dm}p & R_D + L_{Dr}p & 0 \\ 0 & L_{qm}p & 0 & 0 & R_Q + L_{Qt}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_K \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (10.19)$$

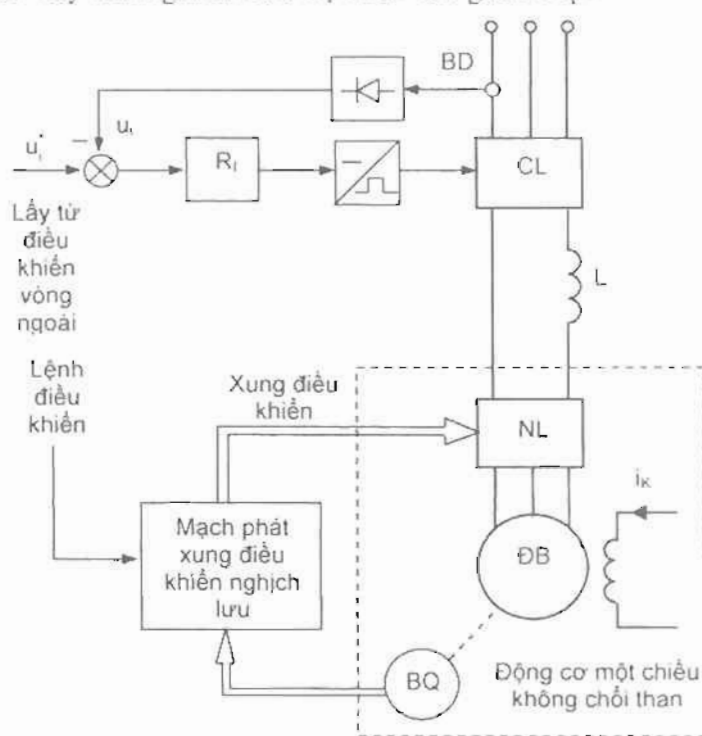
Phương trình mômen của động cơ đồng bộ viết trên hệ tọa độ dq và phương trình chuyển động của nó là:

$$M_{dt} = n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + M_c \quad (10.20)$$

10.3. HỆ THỐNG ĐIỀU TỐC BIẾN TẦN TỰ ĐIỀU KHIỂN – ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ (MÁY ĐIỆN MỘT CHIỀU KHÔNG CHỔI THAN)

Hệ thống điều tốc biến tần – động cơ đồng bộ là hệ thống điều chỉnh tốc động cơ bằng phương pháp thay đổi tần số nguồn cấp cho mạch stator động cơ. Để tạo ra nguồn điện xoay chiều tần số điều khiển được, người ta sử dụng các bộ biến đổi tần số dùng các dụng cụ bán dẫn công suất. Bộ biến tần sử dụng trong hệ điều tốc động cơ đồng bộ, như đã nêu có hai loại: biến tần điều khiển ngoài (sử dụng nghịch lưu độc lập) và biến tần tự điều khiển (sử dụng nghịch lưu phụ thuộc). Đặc điểm của kiểu biến tần tự điều khiển là ở chỗ trên trục động cơ đồng bộ có một bộ đo kiểm vị trí rotor BQ, tín hiệu của nó được sử dụng để không chế mạch phát xung điều khiển các van nghịch lưu, đảm bảo quá trình chuyển mạch các van là tự nhiên (nhờ sức điện động cảm ứng trên các cuộn dây stator), tần số chuyển mạch các van bằng tần số sức điện động cảm ứng mạch stator (hình 10.6), trong hệ thống này không dùng khâu điều khiển tần số kiểu độc lập. Bộ biến tần dùng trong tự điều khiển có thể là kiểu gián tiếp (xoay chiều – một chiều – xoay chiều), cũng có thể là kiểu trực tiếp (xoay chiều – xoay chiều), hình 10.6 và sau tiết này chỉ nghiên cứu bộ biến tần gián tiếp.

Động cơ điện đồng bộ với biến tần tự điều khiển có đặc tính như đặc tính điều tốc của động cơ điện một chiều, bởi vì nguyên lý cấu trúc của hai loại vốn đã rất giống nhau. Dòng điện bên trong phần ứng của động cơ một chiều nguyên là biến thiên, cực từ trong máy điện là cố định, nhưng phần ứng là cuộn dây quay tròn có dòng điện xoay chiều, dòng điện xoay chiều của nó do dòng điện một chiều qua chổi than và cổ góp (bộ đổi chiều) tạo ra, chổi than tương đương với bộ đo kiểm vị trí cực từ, cổ góp là một bộ nghịch lưu kiểu cơ khí. Động cơ điện đồng bộ với biến tần tự điều khiển lại là cực từ quay còn phần ứng cố định, sử dụng bộ đo kiểm vị trí cực từ để điều khiển bộ nghịch



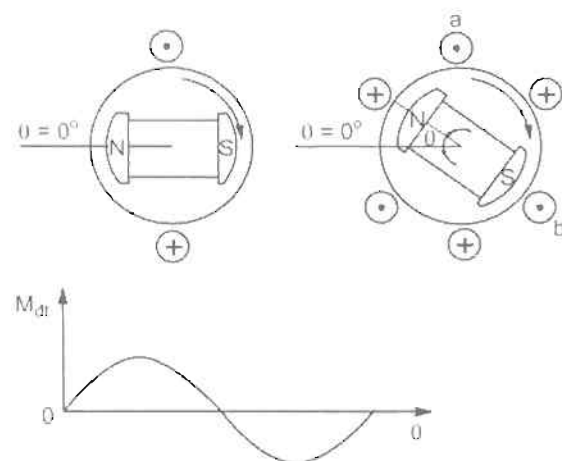
Hình 10.6. Nguyên lý cấu trúc hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ tự điều khiển biến tần

lưu bằng các van bán dẫn công suất để cung cấp điện cho phần ứng. Ở đây, dùng bộ nghịch lưu bằng các van bán dẫn công suất thay cho bộ nghịch lưu cơ khí của động cơ điện một chiều, tính ưu việt của nó rất rõ rệt. Cũng chính vì vậy, động cơ điện đồng bộ với biến tần tự điều khiển còn có tên là động cơ điện không có bộ đổi chiều. Khi sử dụng bộ biến tần gián tiếp, như trên hình 10.6, nó còn được gọi là động cơ một chiều không có chổi than hoặc động cơ một chiều đổi chiều điện tử.

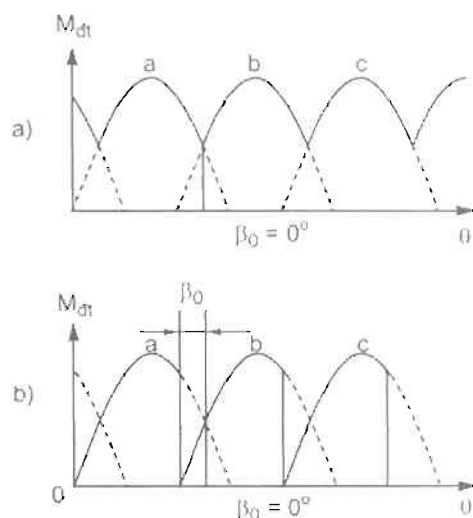
10.3.1. Nguyên lý làm việc

Cuộn dây 3 pha đối xứng của động cơ đồng bộ khi có dòng điện hình sin 3 pha đối xứng chạy qua sẽ sinh ra sức từ động quay với biên độ không đổi, sức từ động kích từ rotor không đổi cũng tác dụng sản sinh ra mômen điện từ đồng đều. Dòng điện do bộ biến tần cung cấp cho động cơ không phải là hình sin mà là sóng chữ nhật có độ dài 120° điện, do đó sức từ động tổng hợp ba pha không quay tròn đều mà là sức từ động nhảy cấp, nó và sức từ động rotor quay tròn đều ngoài việc tạo ra mômen quay đồng đều còn có thành phần xung, đó là sự khác biệt của động cơ không có bộ đổi chiều so với động cơ đồng bộ thông thường. Với động cơ một chiều thông thường giữa hai chổi than dương và âm có rất nhiều phiên đổi chiều (phiến góp), phản ứng quay một vòng sẽ đổi chiều nhiều lần. Động cơ đồng bộ được cung cấp từ bộ biến tần mỗi chu kỳ chỉ đổi chiều 6 lần, ở mỗi cực chỉ thay đổi 3 lần, tương đương với động cơ một chiều có 3 phiên đổi chiều; sự dao động của mômen quay tất yếu tăng lên nhiều lần so với động cơ điện một chiều thông dụng. Do vậy, cần phải nghiên cứu cẩn thận về mômen điện từ của động cơ điện không có bộ đổi chiều.

10.3.1.1. Mômen điện từ



Hình 10.7. Mômen quay khi một pha có dòng điện một chiều chạy qua.



Hình 10.8. Mômen quay khi sử dụng bộ nghịch lưu ba pha hình tia
a) $\beta_0 = 0^\circ$; b) $\beta_0 = 30^\circ$.

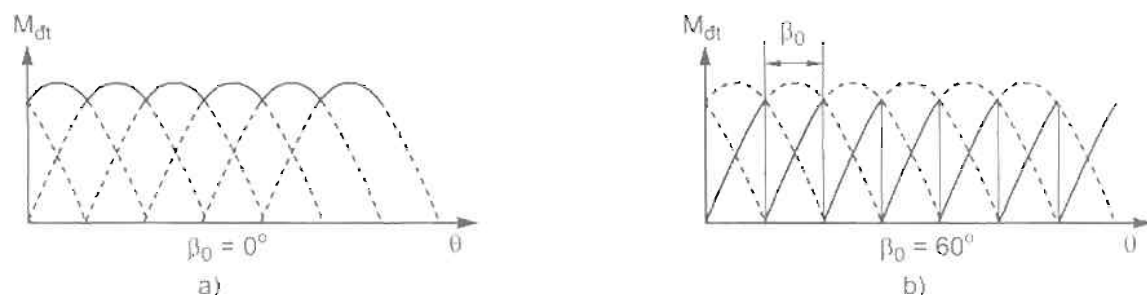
Nếu trong cuộn dây một pha nào đó (chẳng hạn pha A) của stator duy trì được dòng điện một chiều, dòng điện này dưới tác dụng của từ trường tạo ra mômen sẽ thay đổi theo quy luật hình sin ứng với các vị trí của rotor (hình 10.7). Nếu bộ nghịch lưu dùng cách nối 3 pha nửa chu kỳ, trong cuộn dây mỗi pha dòng điện chỉ chạy qua trong $\frac{1}{3}$ chu kỳ, tương ứng là 120° điện, do đó mômen tạo ra bởi tác động của dòng điện stator mỗi pha với từ trường rotor tác dụng tạo ra chính là một đoạn chỉ kéo dài trong $\frac{1}{3}$ chu kỳ hình sin ứng với khoảng có dòng điện chạy qua cuộn dây liên quan đến vị trí rotor (hình 10.8). Theo hình 10.8a thời điểm phát xung để chuyển mạch

tiristor tốt nhất là giao điểm các pha. Bởi vì như vậy trong phạm vi dẫn điện của một pha trị số trung bình của mômen quay là lớn nhất, mức độ đập mạch nhỏ nhất. Người ta quen gọi vị trí đó là điểm chuẩn phát xung của tiristor, và định nghĩa nó là góc chuyển mạch (đổi dòng) vượt trước không tải $\beta_0 = 0^\circ$.

Nếu vị trí phát xung của tiristor vượt trước hoặc chậm sau đều làm cho trị số trung bình của mômen giảm xuống, độ dao động tăng lên. Trong mạch điện ba pha bán chu kỳ, nếu cho β_0 vượt trước 30° (như hình 10.8b), sẽ có một thời điểm mômen quay bằng không, điều này làm cho động cơ khi khởi động xuất hiện điểm chết, vì vậy đối với bộ nghịch lưu ba pha bán chu kỳ, β_0 không được phép lớn hơn 30° .

Theo cách suy luận tương tự khi sử dụng bộ nghịch lưu ba pha kiểu cầu, khi $\beta_0 = 0^\circ$ như trên hình 10.9a, mômen trung bình lớn nhất và độ đập mạch nhỏ nhất, khi cho góc đổi chiều không tải vượt trước đến $\beta_0 = 60^\circ$ mới xuất hiện điểm chết với mômen quay bằng 0 (hình 10.9b).

Tóm lại, từ tác dụng của mômen quay động cơ sinh ra mà xem xét, phương pháp nối dây ba pha kiểu cầu, $\beta_0 = 0^\circ$ là tương đối có lợi. Nhưng những phân tích về sau sẽ chứng tỏ, nếu muốn lợi dụng sức điện động của động cơ để chuyển mạch tự nhiên các van của bộ nghịch lưu thì không thể tiến hành với $\beta_0 = 0^\circ$, buộc phải làm cho góc đổi chiều vượt trước. Như thế sẽ xuất hiện vấn đề cần phải khảo sát.



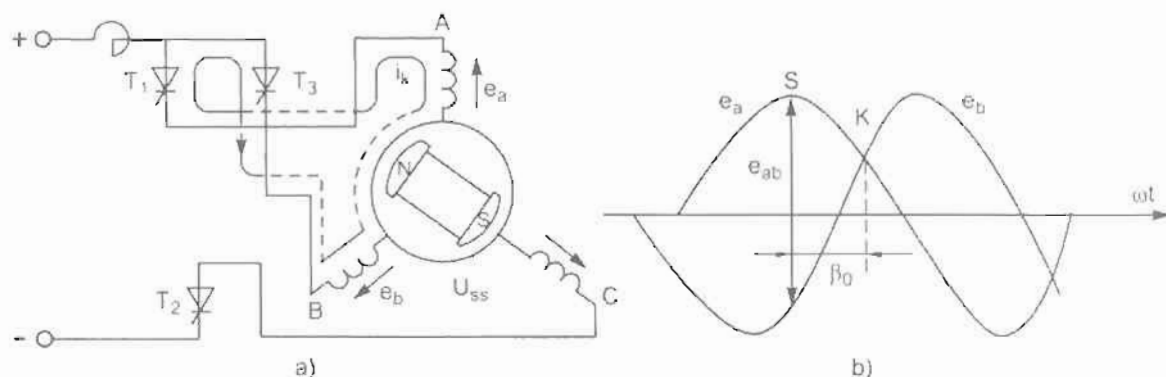
Hình 10.9. Mômen quay khi bộ nghịch lưu ba pha kiểu cầu: a) $\beta_0 = 0^\circ$; b) $\beta_0 = 60^\circ$

10.3.1.2. Bộ nghịch lưu chuyển mạch tự nhiên

Trong các bộ biến tần độc lập (điều khiển ngoài), các tiristor phải có thiết bị đổi chiều (chuyển mạch) cưỡng bức, có thể chọn thời điểm phát xung để chuyển mạch các van là bất kỳ. Việc cần phải có mạch điện đổi chiều chuyển dụng vừa tăng giá thành, vừa công kênh, đây là một vấn đề lớn của bộ biến tần tiristor. Trong hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ với biến tần tự điều khiển, do tải của bộ nghịch lưu là một động cơ đồng bộ có thể tự phát ra sức điện động, có thể không phải dùng bất cứ một thiết bị phụ trợ nào, mà trực tiếp dùng sức điện động của bản thân động cơ để đổi chiều, vì vậy còn có tên là “sức điện động đổi chiều tự nhiên”, đó là ưu điểm nổi bật của động cơ không có bộ đổi chiều.

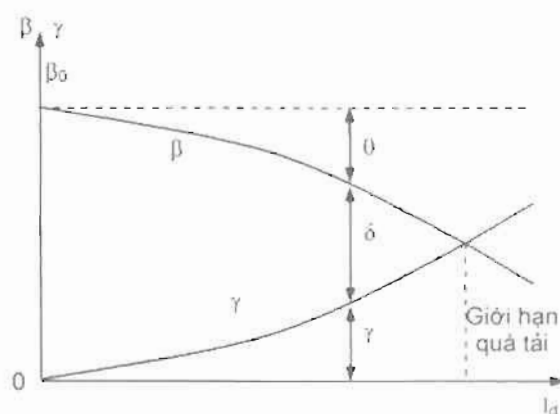
Bây giờ hãy phân tích quá trình vật lý của sức điện động đổi chiều tự nhiên. Như mô tả trên hình 10.10, giả thiết trước khi diễn ra quá trình chuyển mạch dòng điện từ van T_1 sang van T_3 thì hai tiristor T_1 , T_2 đang mở và dẫn dòng, tức là hai pha A, C có dòng. Tại thời điểm cần sự chuyển mạch của T_1 và T_3 , tức là phải chuyển dòng điện từ pha A sang pha B, khi đó cần mở T_3 và khóa T_1 lại. Muốn vậy, cần phải phát xung

điều khiển cho T_3 và đảm bảo điều kiện về điện áp thuận trên anôt và catôt của T_3 để T_3 mở và dòng điện sẽ chuyển dần từ T_1 sang T_3 , làm cho dòng qua T_1 giảm dần đến bằng không và khoá lại. Trên hình 10.10b đã vẽ ra đồ thị sức điện động của pha A, B; có thể thấy, chỉ khi thời điểm phát xung mở T_3 diễn ra trước giao điểm K của sức điện động hai pha một góc bằng β_0 (chẳng hạn tại điểm S), khi đó $e_a < e_b$, hiệu sức điện động $e_{ab} = e_a - e_b$ giữa hai pha A, B tạo ra dòng điện xoáy cục bộ i_k , chiều của nó như trên hình 10.10a, khi i_k đạt tới giá trị dòng điện phụ tải ban đầu đã chạy qua tiristor T_1 , thì dòng điện qua T_1 giảm về bằng không nên T_1 đã khoá lại, nhờ thế mà thực hiện được việc chuyển mạch. Góc độ điện β_0 giữa hai điểm S và K chính là góc chuyển mạch (đổi chiều) vượt trước đã trình bày ở trên. Điều đó chứng tỏ rằng, nếu $\beta_0 \leq 0$, sẽ không thực hiện được chuyển mạch tự nhiên bởi sức điện động động cơ. Dựa theo đặc điểm làm việc của sơ đồ khi chuyển mạch là xuất hiện góc trùng dẫn γ và điều kiện cần thiết để các tiristor phục hồi tính chất điều khiển, β_0 phải đạt một giá trị nào đó trở lên, trên thực tế thường chọn $\beta_0 = 60^\circ$. Từ đó có thể thấy, tăng mômen trung bình đầu ra và bảo đảm an toàn quá trình chuyển mạch nhờ sức điện động động cơ là mâu thuẫn nhau, khi chọn $\beta_0 > 0^\circ$, năng lực quá tải của động cơ đã bị hạn chế.



Hình 10.10. Quá trình chuyển mạch tự nhiên của các van nghịch lưu khi làm việc với động cơ đồng bộ: a) Mạch điện A, B đối chiều tự nhiên; b) Đồ thị sức điện động

Sử dụng sức điện động động cơ để thực hiện quá trình chuyển mạch tự nhiên các van mà không cần thêm thiết bị chuyển mạch là rất kinh tế. Nhưng khi khởi động động cơ và cho động cơ làm việc ở tốc độ thấp thì sức điện động động cơ rất nhỏ, không đủ bảo đảm chuyển mạch an toàn, vì vậy vấn đề chuyển mạch ở tốc độ thấp là một nội dung cần quan tâm giải quyết. Một trong những phương pháp thường dùng khác là thực hiện chuyển mạch gián đoạn dòng điện. Nội dung của phương pháp này là tại thời điểm cần chuyển mạch các tiristor thực hiện làm cho dòng điện một chiều ở đầu



Hình 10.11. Đường cong quan hệ β, γ, δ và dòng điện phụ tải I_d

vào bộ nghịch lưu giảm về không, khiến cho tất cả các tiristor đều tạm thời khoá lại, sau đó phát xung mở tiristor cần đưa vào làm việc.

10.3.1.3. Khả năng quá tải

Nhược điểm chủ yếu của động cơ không có bộ đổi chiều là khả năng quá tải không lớn, thường chỉ có $1,5 \div 2$ lần, có động cơ thậm chí chỉ đạt được 1,25 lần. Nguyên nhân làm cho năng lực quá tải không lớn là do quá trình chuyển mạch. Với bộ nghịch lưu sử dụng phương pháp chuyển mạch tự nhiên nhờ sức điện động động cơ, đòi hỏi sau khi kết thúc chuyển mạch, khi dòng điện của tiristor trước đó mở đã giảm về bằng không, trên anốt và catốt của nó vẫn phải tiếp tục duy trì một điện áp ngược với thời gian ngắn nhất cũng lớn hơn thời gian khôi phục tính chất điều khiển của tiristor t_{off} (t_k) để đảm bảo tránh sự mở trở lại của van gây nên lật đổ nghịch lưu. Việc duy trì thời gian đặt điện áp ngược lên tiristor khi khóa nhờ vào độ lớn của góc vượt trước β . Thông thường góc chuyển mạch vượt trước β khi không tải (ký hiệu là β_0) được khống chế bằng 60° và thường được chỉnh định sẵn trên bộ đo kiểm vị trí rotor. Khi động cơ mang tải, góc pha của điện áp đầu ra động cơ vượt trước một góc θ , gọi là góc công suất của động cơ điện đồng bộ, làm cho góc chuyển mạch vượt trước giảm xuống bằng $\beta = \beta_0 - \theta$ (hình 10.11). Mặt khác, theo độ tăng của dòng điện phụ tải, góc trùng dẫn γ lại tăng lên dần. Góc $\delta = \beta_0 - \theta - \gamma = \beta - \gamma$ gọi là góc dự trữ chuyển mạch (còn gọi là góc dư đổi chiều), nó thể hiện thời gian đặt điện áp ngược lên tiristor sau khi dòng qua nó giảm về không, tượng trưng độ tin cậy của quá trình chuyển mạch. Để đảm bảo quá trình chuyển mạch chắc chắn cần phải đảm bảo:

$$\delta = \beta_0 - (\theta + \gamma) \geq K\omega_1 t_{off} \quad (10.21)$$

trong đó: K là hệ số an toàn lớn hơn 1;

ω_1 là tần số góc làm việc của bộ nghịch lưu, cần phải xét tới giá trị cực đại.

Nếu bỏ qua t_{off} , theo hình 10.11, giao điểm của đường cong $\beta = f(I_d)$ và $\gamma = f(I_d)$ tương đương với cực hạn của năng lực quá tải. Để nâng cao năng lực quá tải, nhiều nhà khoa học đã đưa ra nhiều biện pháp, tổng kết lại, chủ yếu ở hai điều: một là giảm nhỏ góc công suất θ , hai là giảm nhỏ góc trùng dẫn γ (còn gọi là góc chuyển mạch).

10.3.2. Hệ thống điều khiển

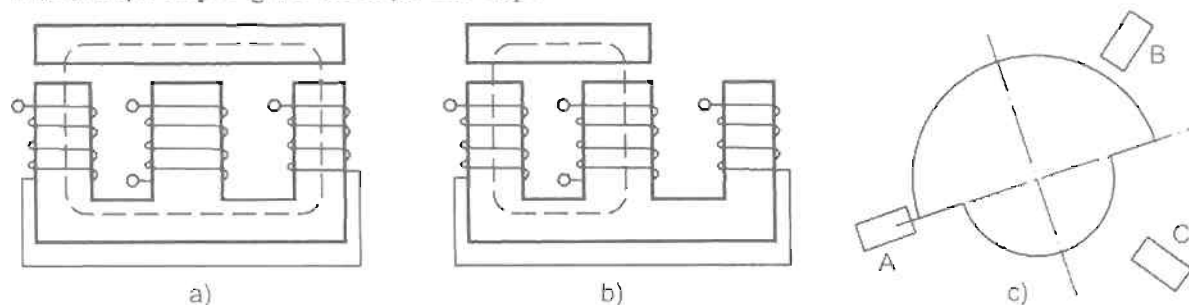
10.3.2.1. Bộ đo kiểm vị trí rotor

Phần trước đã chỉ rõ, đặc điểm của hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ sử dụng biến tần tự điều khiển (hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ không có bộ đổi chiều) chính là trên trục động cơ có lắp đặt bộ đo kiểm vị trí rotor, tín hiệu của nó được dùng để khống chế việc phát xung điều khiển các van của bộ nghịch lưu. Có rất nhiều kiểu loại của bộ đo kiểm vị trí, sau đây giới thiệu một số bộ đo kiểm vị trí thường được sử dụng.

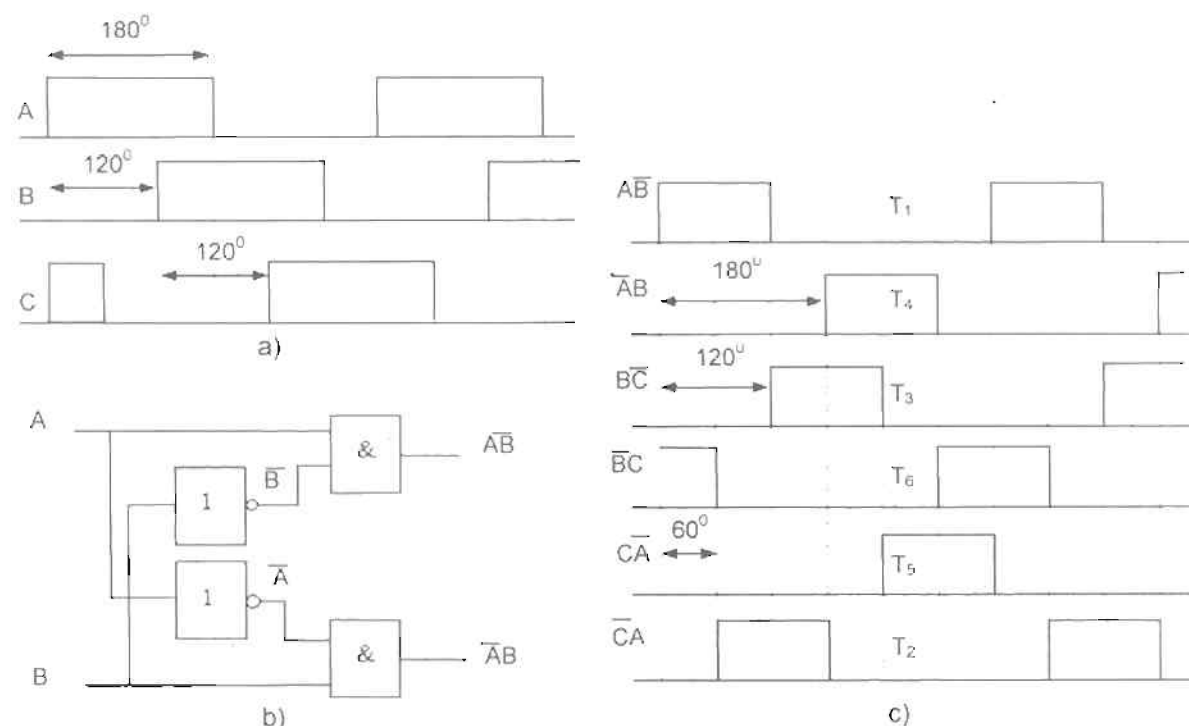
a) Bộ đo kiểm vị trí kiểu cảm ứng điện từ

Kết cấu của bộ đo kiểm vị trí kiểu cảm ứng điện từ tương đối đơn giản, làm việc khá tin cậy và được dùng khá rộng rãi. Một kiểu trong số đó là bộ đo kiểm sử dụng linh kiện đo kiểm vị trí có góc điện cố định ba pha cách đều nhau 120° (hay còn gọi là bộ biến áp khung hờ) như mô tả trên hình 10.12a. Linh kiện đo kiểm thường dùng lõi

sắt từ kiểu chữ E, cuộn dây hai bên là cuộn sơ cấp, cách quấn dây đã chỉ rõ như trên hình, cuộn dây ở giữa là cuộn thứ cấp.



Hình 10.12. Một số bộ đo kiểm vị trí



Hình 10.13. Tín hiệu xung đo kiểm và mạch điện logic

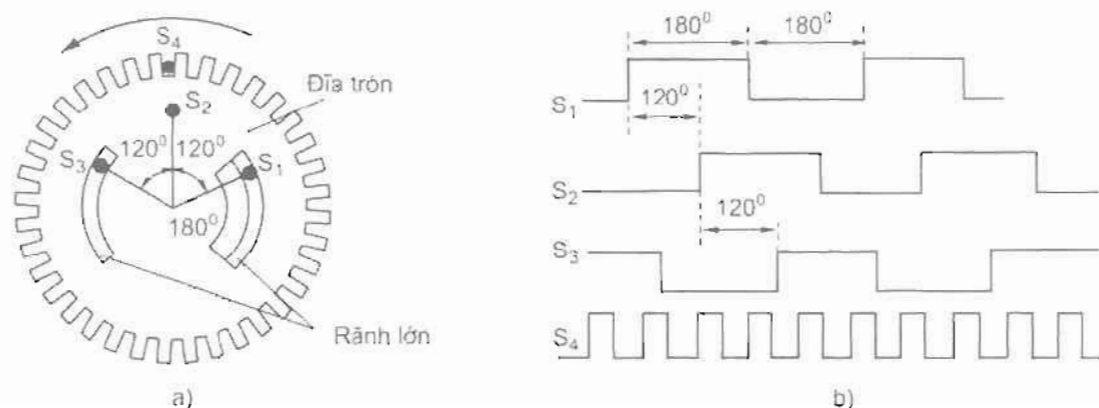
a) Tín hiệu xung chữ nhật của linh kiện đo kiểm; b) Mạch logic; c) Tín hiệu xung đầu ra.

Nguyên lý hoạt động:

Các cuộn dây sơ cấp được cung cấp dòng điện xoay chiều với tần số $1 \div 5$ kHz. Khi lõi sắt từ đối diện với phần nguyên của đĩa (hình 10.12a), do mạch điện đối xứng, trong cuộn thứ cấp sẽ không có sức điện động cảm ứng. Khi tâm lõi sắt từ đối diện với phần khuyết của đĩa (xem hình 10.12b), do trụ từ phía phải hở mạch, từ trở lớn, từ thông chỉ đi qua được trụ trái và trụ giữa, trên dây cuộn thứ cấp sẽ cảm ứng sức điện động, phát ra tín hiệu. Bởi vì vị trí ba linh kiện đo kiểm bố trí lệch nhau trong không gian một góc 120° , từ ba linh kiện đo kiểm này nhận được tín hiệu sóng chữ nhật A, B, C với chiều rộng 180° cách nhau 120° về thời gian (xem hình 10.13a). Dưa ba tín

hiệu này đến các đầu vào mạch logic như trên hình 10.13b, sẽ nhận được sáu tín hiệu xung độ rộng 120° , cách nhau 60° (xem hình 10.13c), thỏa mãn yêu cầu phát ra 6 xung điều khiển 6 tiristor của bộ nghịch lưu. Điều cần phải chú ý là, để nhận được sáu tín hiệu ở đầu ra, cần phải có ba bộ mạch điện logic như trên hình 10.13b. Dùng phương pháp này để nhận được tín hiệu có ưu điểm là không những số lượng linh kiện ít, kết cấu đơn giản, mà còn đủ cho rotor dừng ở vị trí bất cứ nào, mạch điện luôn tạo ra đồng thời hai tín hiệu, bảo đảm cho hai tiristor có xung điều khiển để mở, làm cho động cơ có thể khởi động và vận hành thuận lợi.

b) Bộ đo kiểm vị trí kiểu quang điện



Hình 10.14. Bộ đo kiểm vị trí rotor kiểu quang điện (dùng cho động cơ 4 cực)
a) Bộ đo kiểm kiểu quang điện ; b) Đồ thị sóng đầu ra

Hình 10.14 biểu diễn bộ đo kiểm lượng tăng vị trí rotor kiểu quang điện của động cơ bốn cực cùng với đồ thị tín hiệu đầu ra của nó. Ở vành ngoài của đĩa tròn có khá nhiều rãnh, trong đó chỉ có hai rãnh lớn, góc ở tâm của rãnh dài tương ứng là 90° (tương đương với 180° điện). Tất cả có bốn phần tử cảm quang cố định $S_1 \div S_4$ trong đó S_4 cài đặt ở vành ngoài, S_1, S_2 và S_3 đặt trên chu vi của rãnh lớn, cách nhau 120° góc điện. Mỗi một phần tử cảm quang đều được tạo thành bởi một đôi diốt phát quang và bóng bán dẫn quang trở, khi phần tử quang trở ở vào trong rãnh phát ra tín hiệu logic "1", do đó $S_1 \div S_3$ sinh ra sóng hình chữ nhật chiều rộng 180° điện và cách nhau 120° điện, còn S_4 tạo ra sóng chữ nhật cao tần, dùng để điều khiển các van của bộ nghịch lưu, cũng có thể dùng làm tín hiệu đo kiểm tốc độ. Những tín hiệu này được gia công bởi mạch logic tạo ra các xung điều khiển các van của bộ nghịch lưu.

10.3.2.2. Hệ thống điều tốc biến tần tự điều khiển – động cơ đồng bộ với từ thông tổng hợp (Φ_s) và góc dự trữ chuyển mạch (δ) không đổi

Có rất nhiều phương án điều khiển hệ thống điều tốc biến tần tự điều khiển – động cơ đồng bộ, ở đây nghiên cứu một phương án, nguyên lý của nó như trên hình 10.15. Hệ thống điều tốc biến tần tự điều khiển – động cơ đồng bộ trên hình 10.15 hoàn toàn giống với hệ thống điều tốc hai mạch vòng kín động cơ một chiều sử dụng chỉnh lưu tiristor, tức là mạch vòng ngoài là vòng điều khiển tốc độ quay, mạch vòng trong là vòng điều khiển dòng điện I_d của khâu một chiều bộ biến tần, I_d tỷ lệ thuận với mômen điện từ.

Trong đó $\theta_s = 90^\circ + \varphi$, và φ là góc hệ số công suất vượt trước;

$$F_s^* = K_s U_{i_s}^* ; \quad (10.23)$$

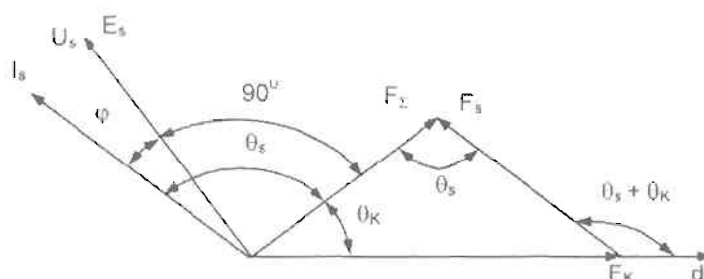
$$F_K^* = K_K U_{i_K}^* ; \quad (10.24)$$

$F_s^* = \text{const}$, để bảo đảm từ thông tổng hợp là hằng số.

Khi sử dụng sức điện động động cơ để thực hiện chuyển mạch các van thì yêu cầu dòng stator vượt trước sức điện động một góc φ có thể coi như gần bằng góc đổi chiều vượt trước β khi có tải (xem hình 10.11), vì thế:

$$\varphi \approx \beta = \gamma + \delta \quad (10.25)$$

Góc dự trữ chuyển mạch δ có thể căn cứ vào thời gian phục hồi tính chất điều khiển (tính chất khóa) của tiristor t_{off} và hệ số an toàn tính ra theo biểu thức (10.21) và duy trì không đổi; góc trùng dẫn (góc chuyển mạch γ) thay đổi theo phụ tải, có thể đo được từ thực tế hoặc tính toán ra.



Hình 10.16. Mô tả vector không gian khi động cơ đồng bộ làm việc với hệ số công suất vượt trước

Góc pha kích phát của bộ nghịch lưu NL là góc pha của dòng điện mỗi pha stator tương đối với trục d của rotor. Từ hình 10.16 có thể biết được góc pha dòng điện pha A là $(\theta_s + \theta_K)$, sau đó các pha lần lượt cách nhau 60° , được xác định từ tín hiệu đầu ra của bộ đo kiểm vị trí, θ_K có thể đo được từ thực tế hoặc tính toán ra.

Sử dụng cách điều khiển phối hợp kịp thời như trên có thể thỏa mãn quan hệ vector không gian thời gian của hình 10.16 ở mọi điều kiện phụ tải và tốc độ quay.

CÂU HỎI ÔN TẬP CHƯƠNG 10

- 10.1. Hệ truyền động dùng động cơ đồng bộ có ưu điểm và nhược điểm gì so với hệ truyền động dùng động cơ không đồng bộ?
- 10.2. Động cơ đồng bộ có thể điều chỉnh tốc độ bằng những phương pháp nào? Trong thực tế thì những phương pháp nào được sử dụng?
- 10.3. Các dạng bộ biến tần áp dụng cho hệ điều tốc động cơ đồng bộ? Ưu nhược điểm?
- 10.4. Mô hình toán học động cơ đồng bộ trên hệ tọa độ quay 2 pha d, q ?
- 10.5. Hệ điều tốc động cơ đồng bộ dùng biến tần tự điều khiển?

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi; ***Điều chỉnh tự động truyền động điện***; Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, năm 2002.
- [2]. Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn; ***Cơ sở truyền động điện tự động***; Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, năm 2007.
- [3]. Võ Quang Lạp, Trần Xuân Minh; ***Giáo trình Kỹ thuật biến đổi***; Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái Nguyên, năm 1998.
- [4]. Trần Thọ, Võ Quang Lạp (biên khảo); ***Cơ sở điều khiển tự động truyền động điện***; Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, năm 2004.
- [5]. Bùi Đình Tiểu; ***Cơ sở truyền động điện tự động***; Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, năm 1984.
- [6]. Nguyễn Phùng Quang; ***Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha***; Nhà xuất bản Giáo dục, năm 1996.
- [7]. Cyril W. Lander; Power Electronics; 1993.
- [8]. М. Г. Чиликин, М. М. Соклов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский; **ОСНОВЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**; Энергия, Москва, 1974.

MỤC LỤC

	trang
Lời nói đầu	3
Chương 1. Những khái niệm và chỉ tiêu cơ bản của hệ điện cơ	5
1.1 Khái niệm chung về hệ điện cơ.....	5
1.2 Các bài toán tổng hợp hệ thống	7
1.3 Các chỉ tiêu cơ bản.....	7
Câu hỏi ôn tập chương 1.....	18
Chương 2. Tổng hợp hệ điều chỉnh tự động điều khiển tốc độ động cơ một chiều ...	19
2.1. Khái niệm chung.....	19
2.2. Các nguồn điện và các hệ truyền động điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều.....	19
2.3. Những vấn đề đặc biệt của hệ thống chỉnh lưu tiristor - động cơ (hệ T - Đ).....	25
2.4. Chế độ tĩnh của hệ điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều.....	30
2.5. Phân tích trạng thái động và thiết kế hệ thống điều tốc mạch vòng kín có phản hồi.....	44
Câu hỏi ôn tập chương 2.....	69
Chương 3. Hệ điều chỉnh tốc độ động cơ điện một chiều nhiều mạch vòng	70
3.1. Hệ điều chỉnh tốc độ với hai mạch vòng phản hồi âm tốc độ và dòng điện.....	70
3.2. Chất lượng động của hệ thống điều chỉnh tốc độ hai mạch vòng.....	75
3.3. Phương pháp thiết kế kỹ thuật bộ điều chỉnh.....	81
3.4. Thiết kế bộ điều chỉnh dòng điện và tốc độ quay cho hệ thống thực tế.	107
3.5. Hạn chế quá điều chỉnh tốc độ - phản hồi âm vị phân tốc độ	126
3.6. Hệ thống điều khiển tốc độ ba mạch vòng.....	131
3.7. Hệ thống điều chỉnh tốc độ bằng phương pháp giảm từ thông.....	137
Câu hỏi ôn tập chương 3.....	141
Chương 4. Hệ thống truyền động T-Đ có đảo chiều	142
4.1. Các sơ đồ truyền động đảo chiều dùng hệ thống T- Đ.	142
4.2. Hãm tái sinh của hệ thống tiristor - động cơ	144
4.3. Các phương pháp điều khiển bộ biến đổi có đảo dòng.....	148
4.4. Hệ thống truyền động đảo chiều điều khiển độc lập.....	149
4.5. Hệ thống truyền động đảo chiều điều khiển phối hợp.....	161
Câu hỏi ôn tập chương 4.....	168
Chương 5. Hệ thống truyền động động cơ một chiều sử dụng bộ biến đổi một chiều - một chiều (xung điện áp)	169
5.1. Khái niệm chung	169
5.2. Bộ biến đổi điều chế độ rộng xung (PWM).....	170
5.3. Đặc tính cơ vòng hở của hệ thống điều tốc điều chế độ rộng xung.....	178
5.4. Hàm số truyền của bộ biến đổi PWM.....	180
Câu hỏi ôn tập chương 5.....	180
Chương 6. Hệ thống tự động vị trí	181
6.1. Khái quát về hệ thống tự động vị trí	181
6.2. Đo kiểm tín hiệu vị trí.....	186

6.3. Hệ thống tự động vị trí sensin và phương pháp thiết kế.....	196
6.4. Hiệu chỉnh trạng thái động hệ thống tự động vị trí.....	208
6.5. Tóm tắt.....	224
Câu hỏi ôn tập chương 6.....	225
Chương 7. Các loại hình cơ bản của hệ điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ	
- Hệ thống điều tốc chỉnh điện áp.....	226
7.1. Các loại hình cơ bản của hệ điều tốc động cơ không đồng bộ.....	226
7.2. Hệ thống điều tốc vòng kín điều chỉnh điện áp mạch stator.....	227
Câu hỏi ôn tập chương 7.....	234
Chương 8. Hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều không đồng bộ bằng phương pháp thay đổi tần số.....	235
8.1. Phương trình điều khiển cơ bản của hệ thống truyền động biến tần - Động cơ không đồng bộ ba pha.....	235
8.2. Các bộ biến đổi tần số tĩnh.....	237
8.3. Bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung hình sin (SPWM).....	242
8.4. Đặc tính cơ tĩnh của động cơ không đồng bộ khi điều khiển phối hợp tần số và điện áp.....	259
8.5. Hệ thống hở tốc biến tần – động cơ không đồng bộ điều khiển tỷ số điện áp / tần số không đổi.....	265
8.6. Hệ thống kín điều tốc biến tần điều khiển tần số trượt.....	271
8.7. Mô hình toán học nhiều biến số của động cơ không đồng bộ ba pha và phép biến đổi toạ độ.....	278
8.8. Hệ thống điều tốc biến tần điều khiển vector.....	305
Câu hỏi ôn tập chương 8.....	313
Chương 9. Hệ thống điều tốc nối cấp động cơ xoay chiều không đồng bộ rotor dây quấn.....	315
9.1. Nguyên lý điều tốc nối cấp và các dạng cơ bản của nó.....	315
9.2. Chất lượng của hệ thống điều tốc nối cấp.....	321
9.3. Đặc tính cơ của động cơ xoay chiều không đồng bộ trong hệ điều tốc nối cấp.....	326
9.4. Hệ thống kín điều tốc nối cấp với hai mạch vòng.....	335
9.5. Hệ thống điều tốc nối cấp siêu đồng bộ.....	340
9.6. Một số vấn đề đặc biệt của hệ thống điều tốc nối cấp.....	343
Câu hỏi ôn tập chương 9.....	350
Chương 10. Hệ thống điều chỉnh tốc độ động cơ xoay chiều đồng bộ bằng phương pháp điều chỉnh tần số.....	351
10.1 Khái niệm chung.....	351
10.2 Hệ thống điều tốc động cơ đồng bộ với biến tần điều khiển ngoài và điều khiển vector.....	353
10.3 Hệ thống điều tốc biến tần tự điều khiển – động cơ đồng bộ (máy điện một chiều không chổi than).....	360
Câu hỏi ôn tập chương 10.....	368
Tài liệu tham khảo.....	369

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:

Phó tổng Biên tập NGÔ ÁNH TUYẾT
Giám đốc Công ty CP Sách ĐH – DN NGÔ THỊ THANH BÌNH

Biên tập nội dung và sửa bản in:

NGUYỄN DUY MẠNH

Trình bày bìa:

ĐINH XUÂN DŨNG

Chế bản:

MẠNH HÀ

GIÁO TRÌNH TỔNG HỢP HỆ ĐIỆN CƠ
DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ ĐẠI HỌC KỸ THUẬT
Mã số: 7B811Y1 – DAI

In 1.000 bản (QĐ : 23), khổ 19 x 27 cm. In tại Nhà in Đại học Quốc Gia Hà Nội.

Địa chỉ : 16 Hàng Chuối, Hà Nội.

Số ĐKKH xuất bản : 303 – 2011/CXB/54 – 357/GD.

In xong và nộp lưu chiểu tháng 6 năm 2011.



HEVOBCO

CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ
(HIGHER EDUCATIONAL AND VOCATIONAL BOOKS JSC)

Địa chỉ: 25 Hàn Thuyên - Hà Nội
Chi nhánh tại TP. Hồ Chí Minh : 240 Trần Bình Trọng - Quận 5

TÌM ĐỌC SÁCH THAM KHẢO KỸ THUẬT CỦA NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC VIỆT NAM

1. Giáo trình Cung cấp điện	ThS. Ninh Văn Nam
2. Giáo trình Khí cụ điện	ThS. Vũ Đức Thoan
3. Giáo trình Vật liệu điện	ThS. Ninh Văn Nam
4. Giáo trình Máy điện	ThS. Vũ Đức Thoan
5. Giáo trình Mạch điện	ThS. Nguyễn Bá Khả
6. Giáo trình Kỹ thuật cảm biến	Vũ Quang Hồi
7. Giáo trình Điện kỹ thuật	ThS. Nguyễn Bá Khả
8. Giáo trình Đo lường điện	ThS. Nguyễn Thu Hà

Bạn đọc có thể mua sách tại các Công ty Sách - Thiết bị trường học ở các địa phương
Hoặc các cửa hàng sách của Nhà xuất bản Giáo dục Việt Nam :

- Tại TP. Hà Nội : 187 Giảng Võ; 14/3 Nguyễn Khánh Toàn; 232 Tây Sơn;
25 Hàn Thuyên; 51 Lò Đúc; 45 Hàng Chuối;
67B Cửa Bắc; 45 Phố Vọng; Ngõ 385 Hoàng Quốc Việt.
- Tại TP. Đà Nẵng : 78 Pasteur ; 247 Hải Phòng; 71 Lý Thường Kiệt.
- Tại TP. Hồ Chí Minh : 2A Đinh Tiên Hoàng, Quận 1;
231 Nguyễn Văn Cừ ;
240 Trần Bình Trọng, Quận 5;
116 Đinh Tiên Hoàng, Phường 1, Quận Bình Thạnh.
- Tại TP. Cần Thơ : 162D Đường 3 tháng 2, Quận Ninh Kiều.
- Tại website bán hàng trực tuyến : www.sach24.vn



8 934994 082754



Giá: 77.000 đ