

**BỘ GIÁO DỤC & ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG**

**NGHIÊN CỨU TỔNG QUAN VỀ HỆ TRUYỀN ĐỘNG XOAY
CHIỀU BA PHA
ĐI SÂU XÂY DỰNG BỘ \square ỐC L \square ỢNG TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ
PHỤC VỤ ĐIỀU KHIỂN SENSOR LESS**

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY

Ngành : ĐIỆN CÔNG NGHIỆP

**Sinh viên thực hiện: Lương Văn Yên
GVHD: Th.S Phạm Tâm Thành**

HẢI PHÒNG – 2009

MỤC LỤC

LỜI NÓI ĐẦU 1

Chương 1. TỔNG QUAN HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ. 4

1.1. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ... 4

1.1.1. Điều khiển điện áp stator. 5

1.1.2. Điều khiển điện trở rotor 5

1.1.3. Điều chỉnh công suất tr-ợt. 5

1.1.4. Điều khiển tần số nguồn cấp stator. 6

1.2. ĐIỀU KHIỂN VECTƠ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 8

Chương 2. TỔNG HỢP HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTƠ. 11

2.1. MÔ TẢ TOÁN HỌC ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA.....	11
2.2. PHÉP BIẾN ĐỔI TUYẾN TÍNH KHÔNG GIAN VECTƠ	13
2.3. HỆ PHƯƠNG TRÌNH CƠ BẢN CỦA ĐỘNG CƠ TRONG KHÔNG GIAN VECTƠ.....	16
2.3.1. Phương trình trạng thái tính trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$	18
2.3.2. Phương trình trạng thái trên hệ tọa độ tựa theo từ thông rôto dq:	22
2.4. CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTƠ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ .	26
2.5. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN VECTƠ	28
2.5.1. Điều khiển vectơ gián tiếp.....	30
2.5.2. Điều khiển vectơ trực tiếp theo từ thông rôto.....	30
2.6. TỔNG HỢP CÁC BỘ ĐIỀU CHỈNH.....	36
2.6.1. Tổng hợp hệ theo hàm chuẩn:	36
2.6.2. Tuyến tính hoá mô hình động cơ.....	38
2.6.3. Tổng hợp $R_{i_{sq}}$ và R_{ω}	39
2.6.4. Tổng hợp $R_{i_{sd}}$:	42
2.7. Bộ quan sát từ thông.....	43

Chương 3 . XÂY DỰNG CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ KHÔNG DÙNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ

52

3.1. SƠ ĐỒ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTO KHÔNG DÙNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ 52

3.2. ĐÁNH GIÁ ỔN ĐỊNH CỦA KHÂU TÍNH TOÁN TỐC ĐỘ 57

Chương 4. MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG 59

4.1. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ ĐỘNG CƠ. 59

4.2. CÁC BƯỚC TIẾN HÀNH MÔ PHỎNG 61

KẾT LUẬN 71

TÀI LIỆU THAM KHẢO 73

LỜI NÓI ĐẦU

Động cơ không đồng bộ ngày nay đ-ợc sử dụng rộng rãi trong công nghiệp thay cho các động cơ khác vì nó có nhiều -u điểm nh- khởi động đơn giản, vận hành tin cậy, rẻ tiền và kích th-ớc gọn nhẹ. Nh-ợc điểm của nó là đặc tính cơ phi tuyến mạnh nên tr-ớc đây, với các ph-ơng pháp điều khiển còn đơn giản, loại động cơ này phải nh-ờng chỗ cho động cơ điện một chiều. Nh- ng với việc phát triển của các lý thuyết điều khiển, truyền động cộng với sự tiến bộ của khoa học kỹ thuật nh- kỹ thuật vi xử lý, điện tử công suất nên đã hạn chế đ-ợc nh-ợc điểm trên, đ- a động cơ không đồng bộ trở thành phổ biến.

Tr-ớc đây th-ờng điều khiển động cơ bằng cách điều chỉnh điện áp. Đây là một ph-ơng pháp đơn giản nh- ng chất l-ợng điều chỉnh kể cả tính lẫn động đều không cao. Để điều khiển đ-ợc chính xác và hiệu quả phải nói đến ph-ơng pháp thay đổi tần số điện áp nguồn cung cấp. Do tốc độ động cơ không đồng bộ xấp xỉ tốc độ đồng bộ nên động cơ làm việc với độ tr-ợt nhỏ và tổn hao công suất tr-ợt trong mạch rôto nhỏ. Tuy nhiên ph-ơng pháp này còn phức tạp và đắt tiền. Thiết bị dùng để biến đổi tần số là các bộ nghịch l- u, có thể là nghịch l- u trực tiếp hoặc gián tiếp. Ta có thể sử dụng bộ biến tần là một thiết bị tích hợp cả chỉnh l- u, nghịch l- u lẫn điều khiển. Luật điều khiển trong mỗi biến tần tùy thuộc vào nhà sản xuất.

Hiện nay để điều khiển động cơ đã có nhiều biến tần bán sẵn trên thị tr-ờng, ít khi còn phải thiết kế theo ph-ơng pháp kinh điển nữa. Các nhà sản xuất lựa chọn biến tần nhiều hơn bằng điều khiển sao - tam giác hoặc điện trở phụ hoặc các thiết bị điều khiển khác vì nó gọn nhẹ, điều khiển chính xác, tin cậy, đáp ứng đ-ợc nhu cầu tự động hoá và từng b-ớc hiện đại hoá xí nghiệp của họ. Biến tần đơn giản th-ờng điều khiển tốc độ theo luật U/f để đảm bảo động cơ sinh mômen tốt nh- ng cho các hệ truyền động yêu cầu cao hơn thì có biến tần điều khiển theo vectơ.

Tuy hiện nay các loại biến tần đã đ-ợc bày bán và sử dụng rộng rãi trên thị tr-ờng của các hãng Toshiba, Omron, Siemens ... với nhiều ph-ơng pháp điều khiển khác nhau nh- : theo luật U/f không đổi, điều khiển từ thông không đổi, điều khiển vectơ nh- ng việc tìm hiểu để chọn ra một ph-ơng pháp thích hợp hoặc nghiên cứu tìm ra một ph-ơng pháp điều khiển mới sao cho tối - u về

giá thành, độ chính xác, độ tin cậy thì vẫn còn những tranh luận vì mỗi loại đều có - u nh- ọc khác nhau. Ví dụ ph- ơng pháp dòng từ thông không đổi có thể làm giảm công suất tiêu thụ. Ph- ơng pháp Speed Sensorless Vector đ- a ra việc điều khiển từ thông đ- ợc tốt nhất và mômen lớn hơn. Do đó đề án này chỉ xin góp phần làm rõ về ph- ơng pháp điều khiển vectơ không dùng cảm biến tốc độ, chỉ ra và chứng minh đ- ợc - u điểm của nó trong vấn đề điều khiển động cơ.

Quan sát một biến tần ta thấy trên màn hiển thị th- ờng có các khả năng hiển thị tốc độ quay của trục, tần số nguồn cấp, thời gian tăng tốc, thời gian giảm tốc, theo dõi các tham số của động cơ như điện trở stato, điện trở rôto... trong khi ta nhận thấy không có cảm biến tốc độ đ- a về. Điều này đ- ợc thực hiện chính là nhờ các khối tính toán ghép trong phần điều khiển của biến tần. Vậy các khối đó hoạt động nh- thế nào và theo công thức gì. Đó cũng là mục đích nghiên cứu của đề án.

Ở hệ thống truyền động động cơ không đồng bộ kinh điển th- ờng có một mạch vòng điều chỉnh tốc độ với tín hiệu phản hồi tốc độ thông th- ờng nhận đ- ợc từ cảm biến tốc độ gắn trên trục động cơ. Tuy nhiên cảm biến tốc độ quay có một số nh- ọc điểm: nó làm cho hệ thống truyền động điện không đồng nhất do phải lắp thêm trên trục động cơ một máy phát tốc độ hay một cảm biến số. Trong nhiều tr- ờng hợp không thể lắp đ- ợc cảm biến tốc độ trên trục động cơ, ví dụ nh- ở hệ thống truyền động điện cao tốc, ở hệ thống truyền động điện ô tô hay khi động cơ làm việc ở môi tr- ờng khắc nghiệt. Hơn nữa khi động cơ ở xa trung tâm nhiều gây ra do truyền dẫn tín hiệu từ máy phát tốc về tủ điều khiển là vấn đề phức tạp cho việc nâng cao điều khiển.

Vấn đề nghiên cứu hệ thống điều khiển động cơ không đồng bộ không dùng cảm biến tốc độ có ý nghĩa quan trọng và mang tính thực tiễn cao. Hệ thống này cho phép sử dụng có hiệu quả động cơ không đồng bộ trong các hệ thống truyền động điện các máy công nghiệp, góp phần giảm độ phức tạp, giảm giá thành bảo d- ỡng và chi phí vận hành hệ thống truyền động điện, giải quyết những vấn đề không thể khắc phục của động cơ một chiều nh- mức độ h- hỏng cũng nh- chi phí bảo d- ỡng vận hành cao.

Đề tài nhằm nghiên cứu giải quyết những vấn đề trên. Nội dung bản đề án bao gồm bốn ch- ơng chính. Nội dung mỗi ch- ơng đ- ợc trình bày nh- sau:

Chương 1: Nêu sơ lược những phương pháp điều khiển động cơ không đồng bộ trong đó nhấn mạnh đến phương pháp điều khiển vectơ, những ưu nhược điểm và tính thực tiễn của nó.

Chương 2: Dựa trên những kiến thức về vectơ không gian, xây dựng hệ phương trình mô tả động học động cơ không đồng bộ.

Tổng quan các phương pháp điều khiển vectơ: trực tiếp, gián tiếp và những sơ đồ điều khiển của từng phương pháp.

Giải quyết vấn đề tính từ thông rôto phục vụ cho việc điều khiển vectơ trực tiếp.

Chương 3: Xây dựng cấu trúc hệ thống điều khiển vectơ động cơ không đồng bộ không dùng cảm biến tốc độ. Xây dựng bộ tính toán tốc độ thay cho máy phát tốc độ và kiểm nghiệm sự làm việc ổn định của khâu này.

Chương 4: Trình bày một số kết quả mô phỏng chứng minh tính đúng đắn của các công việc đã làm: việc tổng hợp các bộ điều chỉnh dòng điện, tốc độ, các bộ tính toán từ thông, bộ tính toán tốc độ. Mô phỏng việc phản hồi tốc độ bằng khâu tính toán, không dùng cảm biến tốc độ.

Trong quá trình thực hiện đồ án, em đã được sự hướng dẫn trực tiếp tận tình của thầy giáo Th.S Phạm Tâm Thành cùng các thầy, cô giáo trong khoa Điện-Điện tử trường Đại học Dân Lập Hải Phòng đã giúp em hoàn thành bản đồ án này đúng thời gian quy định.

Do trình độ bản thân còn nhiều hạn chế, thời gian hạn hẹp nên không tránh khỏi những thiếu sót. Vì vậy em rất mong nhận được những đóng góp của các thầy cô, các bạn bè và những ai quan tâm đến lĩnh vực này để cho đề tài được hoàn thiện hơn nữa.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hải Phòng, ngày 6 tháng 7 năm 2009

Sinh viên thực hiện

Lương Văn Yên

Chương 1.

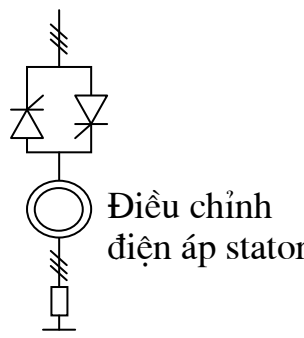
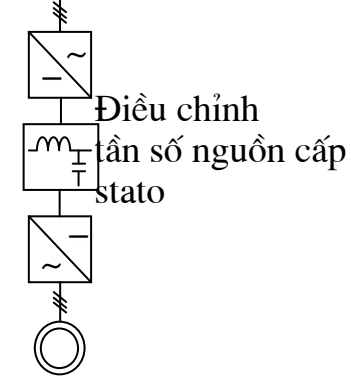
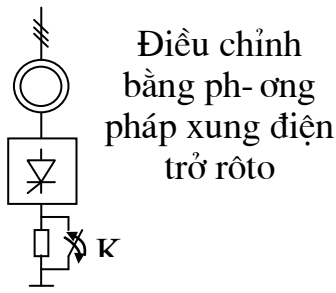
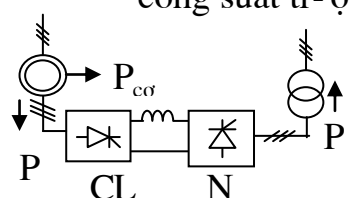
TỔNG QUAN HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ.

1.1. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Từ phương trình mômen của động cơ :
$$M = \frac{3U_1^2 \frac{R_2'}{s}}{\omega_1 \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + X_{nm}^2 \right]}$$
 ta có

thể dựa vào đó để điều khiển mômen bằng cách thay đổi các thông số như điện áp cung cấp, điện trở phụ, tốc độ trượt và tần số nguồn.

Tới nay đã có các phương pháp điều khiển chủ yếu sau:

	Tổn thất	Kinh tế
Stat	 <p>Điều chỉnh điện áp stator</p>	 <p>Điều chỉnh tần số nguồn cấp stator</p>
Rôto	 <p>Điều chỉnh bằng phương pháp xung điện trở rôto</p>	 <p>Điều chỉnh công suất trượt</p>

1.1.1. Điều khiển điện áp stator.

Do mômen động cơ không đồng bộ tỷ lệ với bình phương điện áp stator, do đó có thể điều chỉnh được mômen và tốc độ không đồng bộ bằng cách điều chỉnh điện áp stator trong khi giữ nguyên tần số. Đây là phương pháp đơn giản nhất, chỉ sử dụng một bộ biến đổi điện năng (biến áp, tiristor) để điều chỉnh điện áp đặt vào các cuộn stator. Phương pháp này kinh tế nhưng có đặc tính cơ thu được không tốt, thích hợp với phụ tải máy bơm, quạt gió.

1.1.2. Điều khiển điện trở rotor

Sử dụng trong cơ cấu dịch chuyển cầu trục, quạt gió, bơm nước: bằng việc điều khiển tiếp điểm hoặc tiristor làm ngắn mạch/hở mạch điện trở phụ của rotor ta điều khiển được tốc độ động cơ. Phương pháp này có ưu điểm mạch điện an toàn, giá thành rẻ. Nhược điểm: đặc tính điều chỉnh không tốt, hiệu suất thấp, vùng điều chỉnh không rộng.

1.1.3. Điều chỉnh công suất trượt.

Trong các trường hợp điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ bằng cách làm mềm đặc tính và để nguyên tốc độ không tải lý tưởng thì công suất trượt $\Delta P_s = sP_{dt}$ được tiêu tán trên điện trở mạch rôto. Ở các hệ thống truyền động điện công suất lớn, tổn hao này là đáng kể. Vì thế để vừa điều chỉnh được tốc độ truyền động, vừa tận dụng được công suất trượt nên ta sử dụng các sơ đồ công suất trượt (sơ đồ nối tầng/ nối cấp).

$$P_1 = P_{cv} + P_s = P_1(1-s) + sP_1 = \text{const.}$$

Nếu lấy P_s trả lại lưới thì tiết kiệm được năng lượng.

– Khi điều chỉnh với $\omega < \omega_1$: được gọi là điều chỉnh nối cấp dưới đồng bộ (lấy năng lượng P_s ra phát lên lưới).

– Khi điều chỉnh với $\omega > \omega_1$ ($s < 0$): điều chỉnh công suất trượt trên đồng bộ (nhận năng lượng P_s vào) hay còn gọi là điều chỉnh nối cấp trên đồng bộ hoặc truyền động động cơ hai nguồn cung cấp.

– Nếu tái sử dụng năng lượng P_s để tạo P_{cv} : được gọi là truyền động nối cấp cơ. Phương pháp này không có ý nghĩa nhiều vì khi ω giảm còn $1/3 \cdot \omega_1$ thì

$P_s = 2/3.P_1$ tức là công suất động cơ một chiều dùng để tận dụng P_s phải gần bằng động cơ chính (xoay chiều), nếu không thì lại không nên điều chỉnh sâu ω xuống. Trong thực tế không sử dụng phương pháp này.

1.1.4. Điều khiển tần số nguồn cấp stator.

Khi điều chỉnh tần số động cơ không đồng bộ thường phải điều chỉnh cả điện áp, dòng điện hoặc từ thông trong mạch stato do trở kháng, từ thông, dòng điện... của động cơ bị thay đổi.

-Luật điều chỉnh tần số - điện áp:

Ở hệ thống điều khiển điện áp/ tần số, sức điện động stato động cơ được điều chỉnh tỉ lệ với tần số đảm bảo duy trì từ thông khe hở không đổi. Động cơ có khả năng sinh mômen nh- nhau ở mọi tần số định mức. Có thể điều chỉnh tốc độ ở hai vùng:

Vùng dưới tốc độ cơ bản: giữ từ thông không đổi thông qua điều khiển tỷ số sức điện động khe hở/ tần số là hằng số.

Vùng trên tốc độ cơ bản: giữ công suất động cơ không đổi, điện áp được duy trì không đổi, từ thông động cơ giảm theo tốc độ.

+ Theo khả năng quá tải:

Để đảm bảo một số chỉ tiêu điều chỉnh mà không làm động cơ bị quá dòng thì cần phải điều chỉnh cả điện áp. Đối với biến tần nguồn áp thường có yêu cầu giữ cho khả năng quá tải về mômen là không đổi trong suốt dải điều chỉnh tốc độ. Luật điều chỉnh là $u_s = f_s^{(1+x/2)}$ với x phụ thuộc tải. Khi $x=0$ ($M_c=const$, ví dụ cơ cấu nâng hàng) thì luật điều chỉnh là $u_s/f_s=const$.

+ Điều chỉnh từ thông:

Trong chế độ định mức, từ thông là định mức và mạch từ có công suất tối đa. Luật điều chỉnh tần số - điện áp là luật giữ gần đúng từ thông không đổi trên toàn dải điều chỉnh. Tuy nhiên từ thông động cơ, trên mỗi đặc tính, còn phụ thuộc rất nhiều vào độ trượt s, tức là phụ thuộc mômen tải trên trục động cơ. Vì thế trong các hệ điều chỉnh yêu cầu chất lượng cao cần tìm cách bù từ thông.

Do $I_s = \frac{\psi_r}{L_m} \sqrt{1 + (T_1 \omega_r)^2}$ nên nếu muốn giữ từ thông ψ_r không đổi thì

dòng điện phải đ- ợc điều chỉnh theo tốc độ tr- ợt. Ph- ơng pháp này có nh- ợc điểm là mỗi động cơ phải cài đặt một sensor đo từ thông không thích hợp cho sản xuất đại trà và cơ cấu đo gắn trong đó bị ảnh h- ớng bởi nhiệt độ và nhiễu.

Nếu điều chỉnh cả biên độ và pha của dòng điện thì có thể điều chỉnh đ- ợc từ thông rôto mà không cần cảm biến tốc độ.

- Điều chỉnh tần số nguồn dòng điện.

Ph- ơng pháp điều chỉnh này sử dụng biến tần nguồn dòng. Biến tần nguồn dòng có - u điểm là tăng đ- ợc công suất đơn vị máy, mạch lực đơn giản mà vẫn thực hiện hãm tái sinh động cơ . Nguồn điện một chiều cấp cho nghịch l- u phải là nguồn dòng điện, tức là dòng điện không phụ thuộc vào tải mà chỉ phụ thuộc vào tín hiệu điều khiển . Để tạo nguồn điện một chiều th- ờng dùng chỉnh l- u điều khiển hoặc băm xung áp một chiều có bộ điều chỉnh dòng điện có cấu trúc tỷ lệ - tích phân (PI), mạch lọc là điện kháng tuyến tính có trị số điện cảm đủ lớn.

+ Điều chỉnh tần số - dòng điện.

Việc điều chỉnh từ thông trong hệ thống biến tần nguồn dòng đ- ợc thực hiện t- ơng tự nh- hệ thống biến tần nguồn áp.

+ Điều chỉnh vectơ dòng điện.

T- ơng tự nh- hệ thống biến tần nguồn áp ở hệ thống biến tần nguồn dòng cũng có thể thực hiện điều chỉnh từ thông bằng cách điều chỉnh vị trí vectơ dòng điện không gian. Điều khác biệt là trong hệ thống biến tần nguồn dòng thì dòng điện là liên tục và việc chuyển mạch của các van phụ thuộc lẫn nhau.

- Điều khiển trực tiếp mômen

Ra đời năm 1997, thực hiện đ- ợc đáp ứng nhanh. Vì ψ_r có quán tính cơ nên không biến đổi nhanh đ- ợc, do đó ta chú trọng thay đổi ψ_s không thay đổi ψ_r . Ph- ơng pháp này không điều khiển theo quá trình mà theo điểm làm việc.

Nó khắc phục nhược điểm của điều khiển định hướng từ trường vectơ rôto ψ_r cấu trúc phức tạp, đắt tiền, độ tin cậy thấp (hiện nay đã có vi mạch tích hợp cao, độ chính xác cao), việc đo dòng điện qua cảm biến gây chậm trễ, đáp ứng momen của hệ điều khiển vectơ chậm (cỡ 10 ms) và ảnh hưởng của bão hoà mạch từ tới R_s lớn.

Kết luận:

Trong hệ thống truyền động điện điều khiển tần số, phương pháp điều khiển theo từ thông rôto có thể tạo ra cho động cơ các đặc tính tĩnh và động tốt. Các hệ thống điều khiển điện áp/ tần số và dòng điện/ tần số từ- ợt đã đ- ợc ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp.

1.2. ĐIỀU KHIỂN VECTƠ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Một số hệ thống yêu cầu chất lượng điều chỉnh động cao thì các phương pháp điều khiển kinh điển khó đáp ứng đ- ợc. Hệ thống điều khiển định hướng theo từ trường còn gọi là điều khiển vectơ, có thể đáp ứng các yêu cầu điều chỉnh trong chế độ tĩnh và động. Nguyên lý điều khiển vectơ dựa trên ý tưởng điều khiển vectơ động cơ không đồng bộ từ- ợng tự nh- điều khiển động cơ một chiều. Phương pháp này đáp ứng đ- ợc yêu cầu điều chỉnh của hệ thống trong quá trình quá độ cũng như chất lượng điều khiển tối ưu mômen. Việc điều khiển vectơ dựa trên định hướng vectơ từ thông rôto có thể cho phép điều khiển tách rời hai thành phần dòng stator, từ đó có thể điều khiển độc lập từ thông và mômen động cơ. Kênh điều khiển mômen thường gồm một mạch vòng điều chỉnh tốc độ và một mạch vòng điều chỉnh thành phần dòng điện sinh mômen. Kênh điều khiển từ thông thường gồm một mạch vòng điều chỉnh dòng điện sinh từ thông. Do đó hệ thống truyền động điện động cơ không đồng bộ có thể tạo đ- ợc các đặc tính tĩnh và động cao, có thể so sánh đ- ợc với động cơ một chiều.

Nguyên lý điều khiển vectơ:

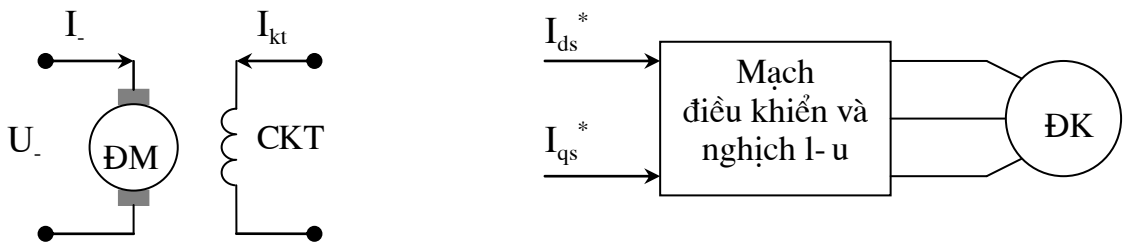
Dựa trên ý tưởng điều khiển động cơ không đồng bộ từ- ợng tự nh- điều khiển động cơ một chiều. Động cơ một chiều có thể điều khiển độc lập dòng

điện kích từ và dòng phản ứng để đạt đ-ợc mômen tối - u theo công thức tính mômen :

$$M = K\Phi I_{\text{kt}} = KI_{\text{kt}} I_{\text{p}}$$

Trong đó : I_{kt} , I_{p} - dòng điện kích từ và dòng điện phản ứng.

Φ - từ thông động cơ .

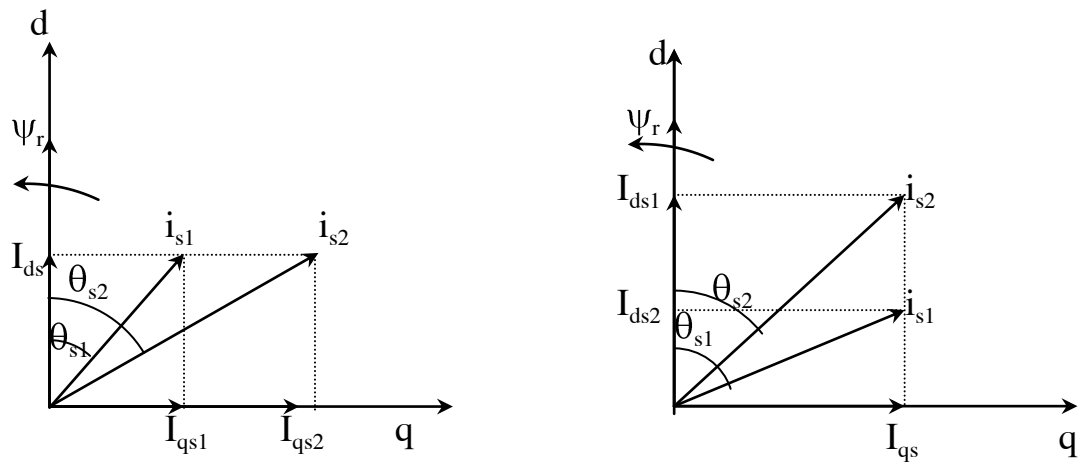


Hình 1-1: Sự t-ơng tự giữa điều khiển động cơ một chiều và điều khiển vectơ

T-ơng tự ở điều khiển động cơ không đồng bộ, nếu ta sử dụng công thức:

$$M = K_m \psi_r I_{qs} = K_m I_{ds} I_{qs} \quad (\text{khi chọn trục d trùng với chiều vectơ từ thông rôto})$$

Thì có thể điều khiển M bằng cách điều chỉnh độc độc lập các thành phần dòng điện trên hai trục vuông góc của hệ tọa độ quay đồng bộ với vectơ từ thông rôto. Lúc này vấn đề điều khiển động cơ không đồng bộ t-ơng tự điều khiển động cơ điện một chiều. Ở đây thành phần dòng điện I_{ds} đóng vai trò t-ơng tự nh- dòng điện kích từ động cơ một chiều (I_{kt}) và thành phần dòng I_{qs} t-ơng tự nh- dòng phản ứng động cơ một chiều (I_{p}). Các thành phần có thể tính đ-ợc nhờ sử dụng khái niệm vectơ không gian. Với ý t-ởng định nghĩa vectơ không gian dòng điện của động cơ đ-ợc mô tả ở hệ tọa độ quay với tốc độ ω_s , các đại l-ợng dòng điện điện áp, từ thông sẽ là các đại l-ợng một chiều.



Hình 1-2: Điều khiển độc lập hai thành phần dòng điện: mômen và kích từ

Chương 2

TỔNG HỢP HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTOR.

2.1. MÔ TẢ TOÁN HỌC ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Đối với các hệ truyền động điện đã đ-ợc số hoá hoàn toàn, để điều khiển biến tần ng-ời ta sử dụng ph-ơng pháp điều chế vectơ không gian. Khâu điều khiển biến tần là khâu ghép nối quan trọng giữa thiết bị điều khiển/ điều chỉnh bằng số với khâu chấp hành. Nh- vậy cần mô tả động cơ thành các ph-ơng trình toán học.

Quy -ớc : A,B,C chỉ thứ tự pha các cuộn dây rotor và a,b,c chỉ thứ tự pha các cuộn dây stator.

Giả thiết : - Cuộn dây stato, roto đối xứng 3 pha, rôto v-ợt góc θ .

- Tham số không đổi.

- Mạch từ ch- a bão hoà.

- Khe hở không khí δ đồng đều.

- Nguồn ba pha cấp hình sin và đối xứng (lệch nhau góc $2\pi/3$).

$$U_k = I_k R_k + d \frac{\Psi_k}{dt}$$

Ph-ơng trình cân bằng điện áp của mỗi cuộn dây k nh- sau:

Trong đó :k là thứ tự cuộn dây A,B,C rotor và a,b,c stator.

Ψ_k là từ thông cuộn dây thứ k. $\Psi_k = \sum L_{kj} i_j$. Nếu $i = k$: tự cảm, $j \neq k$: hổ cảm.

Ví dụ: $\Psi_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{aA} i_A + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C$

Vì ba pha đối xứng nên :

$$R_a = R_b = R_c = R_s, \quad R_A = R_B = R_C = R_r$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{s1}, \quad L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{r1}$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = \dots = -M_s, \quad L_{AC} = L_{BC} = L_{AB} = \dots = -M_r$$

$$L_{aA} = L_{bB} = L_{cC} = L_{Aa} = L_{Bb} = L_{Cc} = M \cos \theta$$

$$L_{aB} = L_{bC} = L_{cA} = L_{Ba} = L_{Cb} = L_{Ac} = M \cos(\theta + 2\pi/3)$$

$$L_{aC} = L_{bA} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{Ab} = L_{Bc} = M \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_s &= \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, & \underline{\psi}_r &= \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix}, & \underline{\psi} &= \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \\ \underline{i}_s &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, & \underline{i}_r &= \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, & \underline{u}_s &= \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, & \underline{u}_r &= \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & -M_s & -M_s \\ -M_s & L_{s1} & -M_s \\ -M_s & -M_s & L_{s1} \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{r1} & -M_r & -M_r \\ -M_r & L_{r1} & -M_r \\ -M_r & -M_r & L_{r1} \end{bmatrix}$$

$$[L_m(\theta)] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m(\theta)] \\ [L_m(\theta)]^t & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_s \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & \frac{d}{dt} L_m(\vartheta) \\ \frac{d}{dt} L_m^t(\vartheta) & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$M = \bar{i}_s^t \frac{d}{d\vartheta} \{L_m(\vartheta) \bar{i}_r\}$$

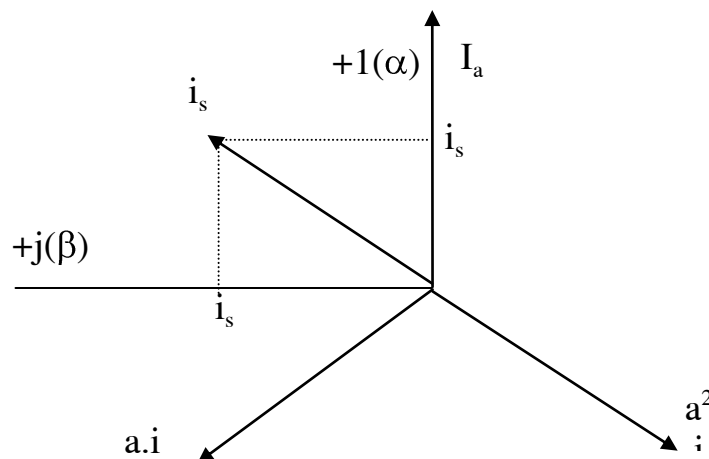
Các hệ phương trình trên là các hệ phương trình vi phân phi tuyến có hệ số biến thiên theo thời gian vì góc quay θ phụ thuộc thời gian:

$$\theta = \theta_0 + \int \omega(t) dt$$

Kết luận : Nếu mô tả toán học như trên thì rất phức tạp nên cần phải đơn giản bớt đi. Tới năm 1959 Kôvacs(Liên Xô) đề xuất phép biến đổi tuyến tính không gian vectơ và Park (Mỹ) đưa ra phép biến đổi d, q.

2.2. PHÉP BIẾN ĐỔI TUYẾN TÍNH KHÔNG GIAN VECTO

Trong máy điện ba pha thường dùng cách chuyển các giá trị tức thời của điện áp thành các vectơ không gian. Lấy một mặt phẳng cắt mô tơ theo hướng vuông góc với trục và biểu diễn từ không gian thành mặt phẳng. Chọn trục thực của mặt phẳng phức trùng với trục pha a.



Hình 2-1: Tương quan giữa hệ tọa độ $\alpha\beta$ và tọa độ ba pha a,b,c

Ba véc tơ dòng điện stator i_a, i_b, i_c tổng hợp lại và đại diện bởi một véc tơ quay tròn i_s . Véc tơ không gian của dòng điện stator:

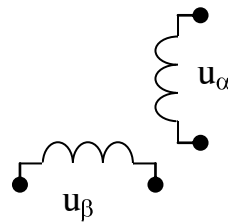
$$i_s = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c)$$

Muốn biết i_s cần biết $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ các hình chiếu của nó lên các trục tọa độ: $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$.

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$$

$$i_{s\alpha} = \text{Re}\{i_s\} = \frac{1}{3}(2i_a - i_b - i_c)$$

$$i_{s\beta} = \text{Im}\{i_s\} = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c)$$



Hình 2-2: Cuộn dây 3 pha nhìn trên $\alpha\beta$

Theo cách thức trên có thể chuyển vị từ 6 ph-ong trình (3 rôto, 3 stato) thành nghiên cứu 4 ph-ong trình.

Phép biến đổi từ 3 pha (a,b,c) thành 2 pha (α, β) đ-ợc gọi là phép biến đổi thuận. Còn phép biến đổi từ 2 pha thành 3 pha đ-ợc gọi là phép biến đổi ng-ợc.

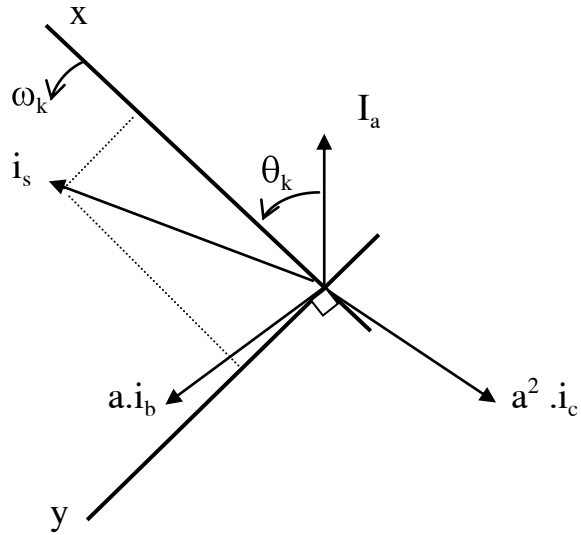
Đơn giản hơn, khi chiếu i_s lên một hệ trục xy bất kỳ quay với tốc độ ω_k :

$$\theta_k = \theta_0 + \omega_k t$$

+ Nếu $\omega_k=0, \theta_0=0$:đó là phép biến đổi với hệ trục α, β (biến đổi tĩnh)

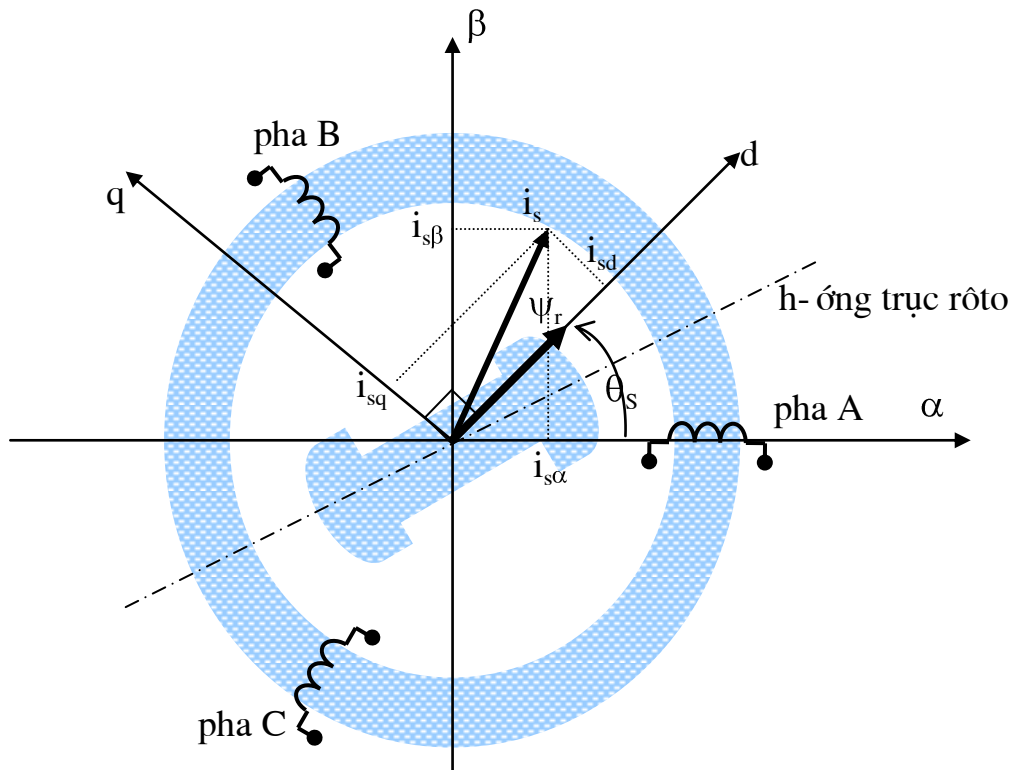
+ Nếu $\omega_k=\omega_1, \theta_0$ tự chọn bất kỳ (để đơn giản một ph-ong trình cho x trục ψ_r để $\psi_{ry}=0$): phép biến đổi d,q.

Nếu $\omega_k = \omega_1 - \omega = \omega_r$: hệ tọa độ cố định α, β đối với rôto (ít dùng).



Hình 2-3: Chuyển sang hệ tọa độ quay bất kỳ

Các hệ tọa độ đ-ợc mô tả nh- sau:



Hình 2-4: Các đại l-ợng i_s , ψ_r của động cơ trên các hệ tọa độ

Các ph- ơng trình chuyển đổi hệ toạ độ:

a,b,c \rightarrow $\alpha\beta$:

$$i_{s\alpha} = i_a$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b)$$

$\alpha\beta \rightarrow$ d,q

$$i_{sd} = i_{s\alpha}\cos\theta + i_{s\beta}\sin\theta$$

$$i_{sq} = i_{s\beta}\cos\theta - i_{s\alpha}\sin\theta$$

$\alpha\beta \rightarrow$ a,b,c:

$$i_a = i_{s\alpha}$$

$$i_b = \frac{1}{2}(-i_{s\alpha} + \sqrt{3}.i_{s\beta})$$

$$i_c = \frac{1}{2}(-i_{s\alpha} - \sqrt{3}.i_{s\beta})$$

d,q \rightarrow $\alpha\beta$

$$i_{s\alpha} = i_{sd}\cos\theta - i_{sq}\sin\theta$$

$$i_{s\beta} = i_{sd}\sin\theta + i_{sq}\cos\theta$$

2.3. HỆ PHƯƠNG TRÌNH CƠ BẢN CỦA ĐỘNG CƠ TRONG KHÔNG GIAN VECTƠ

Để dễ theo dõi ta ký hiệu :

Chỉ số trên s: xét trong hệ toạ độ stato (toạ độ α,β)

f: trong toạ độ tr- ờng (field) từ thông rôto (toạ độ dq)

r: toạ độ gắn với trục rôto.

Chỉ số d- ưới s: đại l- ượng mạch stato

r: đại l- ượng mạch rôto

Ph- ơng trình mômen :

$$m_M = \frac{3}{2}.p.(\psi_r \wedge i_s) = \frac{3}{2}.p.(\psi_r \wedge i_r) \quad (2-1)$$

Ph- ơng trình chuyển động :

$$m_M = m_c + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2-2)$$

Ph- ơng trình điện áp cho ba cuộn dây stato :

$$\begin{aligned} u_{sa}(t) &= R_s \cdot i_{sa}(t) + d \frac{\Psi_{sa}(t)}{dt} \\ u_{sb}(t) &= R_s \cdot i_{sb}(t) + d \frac{\Psi_{sb}(t)}{dt} \\ u_{sc}(t) &= R_s \cdot i_{sc}(t) + d \frac{\Psi_{sc}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2-3)$$

T- ơng tự nh- vectơ dòng điện ta có vectơ điện áp:

$$u_s(t) = 2/3 \cdot [u_{sa}(t) + u_{sb}(t) \cdot e^{j120} + u_{sc}(t) \cdot e^{j240}]$$

Sử dụng khái niệm vectơ tổng ta nhận đ- ợc ph- ơng trình vectơ:

$$u_s^s = R_s \cdot i_s^s + d \frac{\Psi_s^s}{dt} \quad (2-4)$$

Trong đó u_s^s , i_s^s , Ψ_s^s là các vectơ điện áp, dòng điện, từ thông stato.

Khi quan sát ở hệ tọa độ α, β :

Đối với mạch rôto ta cũng có đ- ợc ph- ơng trình nh- trên, chỉ khác là do cấu tạo các lồng sóc là ngắn mạch nên $u_r = 0$ (quan sát trên tọa độ gắn với trục rôto)

Từ thông stato và rôto đ- ợc tính nh- sau:

$$0 = R_r \cdot i_r^r + d \frac{\Psi_r^r}{dt}$$

$$\Psi_s = i_s L_s + i_r L_m \quad (2-5)$$

$$\Psi_r = i_s L_m + i_r L_r$$

Trong đó L_s : điện cảm stato $L_s = L_{\sigma s} + L_m$ ($L_{\sigma s}$: điện cảm tiêu tán phía stato)

L_r : điện cảm rôto $L_r = L_{\sigma r} + L_m$ ($L_{\sigma r}$: điện cảm tiêu tán phía rôto)

L_s : hồ cảm giữa rôto và stato

(Ph- ơng trình từ thông không cần đến chỉ số hệ toạ độ vì các cuộn dây stato và rôto có cấu tạo đối xứng nên điện cảm không đổi trong mọi hệ toạ độ).

2.3.1. Ph- ơng trình trạng thái tính trên hệ toạ độ cố định $\alpha\beta$

Ph- ơng trình điện áp stato giữ nguyên, còn ph- ơng trình điện áp rôto có thay đổi do rôto quay với tốc độ ω so với stato nên có thể nói hệ toạ độ $\alpha\beta$ quay t- ơng đối với rôto tốc độ $-\omega$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_s^s = R_s \bar{i}_s^s + d \frac{\bar{\Psi}_s^s}{dt} \\ 0 = R_r \bar{i}_r^s + d \frac{\bar{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r^s \\ \bar{\Psi}_s^s = \bar{i}_s^s L_s + \bar{i}_r^s L_m \\ \bar{\Psi}_r^s = \bar{i}_s^s L_m + \bar{i}_r^s L_r \end{array} \right. \quad (2-6)$$

Tìm cách loại bỏ $\bar{\Psi}_s$ và \bar{i}_r : ta rút từ ph- ơng trình thứ 3 và 4 trong hệ (2-6)

đ- ược:

$$\begin{aligned} \bar{i}_r^s &= \frac{1}{L_r} (\bar{\Psi}_r^s - \bar{i}_s^s L_m) \\ \bar{\Psi}_r^s &= \bar{i}_s^s L_s + \frac{L_m}{L_r} (\bar{\Psi}_r^s - \bar{i}_s^s L_m) \end{aligned} \quad (2-7)$$

Đặt $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ (hệ số tản từ), $T_s = L_s / R_s$, $T_r = L_r / R_r$ và thay lại ph- ơng trình 1 và 2 trong hệ (2-6) :

$$\begin{aligned} \bar{u}_s^s &= R_s \bar{i}_s^s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s^s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} \\ 0 &= -\bar{i}_s^s \frac{L_m}{T_r} + \bar{\Psi}_r^s \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) + \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} \end{aligned} \quad (2-8)$$

Biến đổi (2-8) sang dạng từng phân tử của vectơ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega \psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} \end{array} \right. \quad (2-9)$$

Thay i_r^s từ ph-ong trình thứ 2 của (2-5) vào ph-ong trình mômen (2-1):

$$m_M = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot (\overline{\psi_r^s} \wedge \overline{i_r^s}) = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot (\overline{\psi_r^s} \wedge (\overline{\psi_r^s} - \overline{i_s^s} L_m)) \frac{1}{L_r} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\overline{\psi_r^s} \wedge \overline{i_s^s}) \quad (2-10)$$

Thay các vectơ trong (2-10) bằng các phân tử t-ong ứng ta đ-ợc :

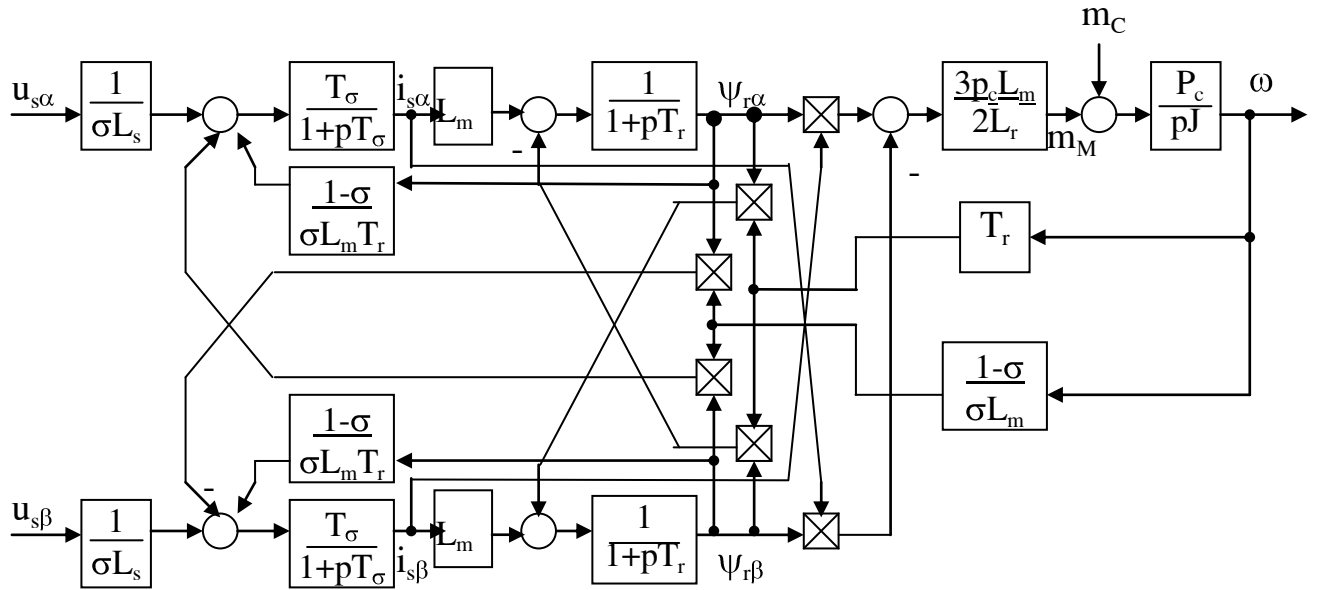
$$m_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-11)$$

Từ hệ ph-ong trình (2-9) và ph-ong trình (2-11) ta có công thức mô tả động cơ không đồng bộ trên hệ toạ độ $\alpha\beta$, trong đó thay T_σ theo công thức:

$$\frac{1}{T_\sigma} = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (p + \frac{1}{T_\sigma}) i_{s\alpha} = \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ (p + \frac{1}{T_\sigma}) i_{s\beta} = -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ (1 + T_r p) \psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} - T_r \omega \psi_{r\beta} \\ (1 + T_r p) \psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + T_r \omega \psi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (2-12)$$

Từ (2-12) ta lập đ-ợc mô hình điện cơ của động cơ không đồng bộ trên hệ toạ độ $\alpha\beta$ nh- sau:



Hình 2-5: Mô hình động cơ trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$

Đầu vào của mô hình là đại lượng điện áp. Do vậy mô hình chỉ đúng với biến tần nguồn áp. Còn khi sử dụng biến tần nguồn dòng (cho công suất truyền động rất lớn) thì phải biến đổi mô hình thành đầu vào là dòng stato $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$.

Hệ phương trình (2-9) khi viết lại dưới dạng ma trận:

$$\frac{dx^s}{dt} = A^s x^s + B^s u_s^s \quad (2-13)$$

Trong đó:

x^s : ma trận trạng thái, $x^{sT} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}]$

u_s^s : ma trận đầu vào, $u_s^{sT} = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]$

A^s : ma trận hệ thống

B^s : ma trận đầu vào

$$A^s = \begin{bmatrix} A_{11}^s & A_{12}^s \\ A_{21}^s & A_{22}^s \end{bmatrix}, \text{ với các phần tử nh- sau:}$$

$$A_{11}^s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_\sigma} \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_\sigma} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_\sigma} . I$$

$$A_{12}^s = \begin{bmatrix} \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \end{bmatrix} = \frac{1-\sigma}{L_m} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = \frac{1-\sigma}{L_m} \left(\frac{1}{T_r} . I - \omega . J \right)$$

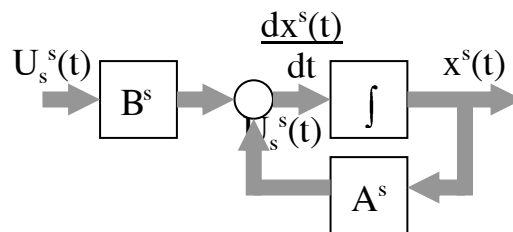
$$A_{21}^s = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{T_r} . I$$

$$A_{22}^s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_r} . I + \omega . J$$

$$B^s = \begin{bmatrix} B_1^s \\ B_2^s \end{bmatrix}; \text{ trong khi } B_1^s = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} . I ; B_2^s = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

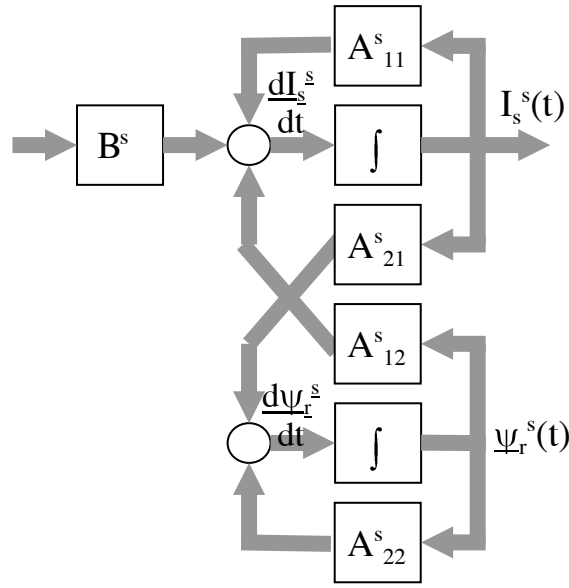
Lập mô hình của động cơ theo các ma trận : từ (12) : $\frac{dx^s}{dt} = A^s x^s + B^s u_s^s$

ta có:



Hình 2-6: Mô hình động cơ dạng ma trận

Khi mô tả chi tiết bằng các phần tử ma trận:



2.3.2. Phương trình trạng thái trên hệ tọa độ tựa theo từ thông rôto dq:

Tương tự như trên, khi chiếu trên hệ tọa độ này thì các phương trình từ thông vẫn không đổi, chỉ có các phương trình điện áp thay đổi như sau:

- Tọa độ từ thông rôto quay tốc độ ω_s so với stato.
- Hệ tọa độ chuyển động ngược chiều so với rôto một tốc độ góc $\omega_r = \omega_s - \omega$.

Từ đó ta thu được hệ phương trình:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_s^f = R_s \bar{i}_s^f + \frac{d\bar{\psi}_r^f}{dt} + j\omega_s \bar{\psi}_r^f \\ 0 = R_r \bar{i}_r^f + \frac{d\bar{\psi}_r^f}{dt} + j\omega_r \bar{\psi}_r^f \\ \bar{\psi}_r^f = \bar{i}_s^f L_s + \bar{i}_r^f L_m \\ \bar{\psi}_r^f = \bar{i}_s^f L_m + \bar{i}_r^f L_r \end{array} \right. \quad (2-14)$$

Tìm cách loại bỏ \bar{i}_r^f và $\bar{\psi}_r^f$: từ (2-14) có

$$\begin{aligned} \bar{i}_r^f &= \frac{1}{L_r} (\bar{\psi}_r^f - \bar{i}_s^f L_m) \\ \bar{\psi}_r^f &= \bar{i}_s^f L_s + \frac{L_m}{L_r} (\bar{\psi}_r^f - \bar{i}_s^f L_m) \end{aligned} \quad (2-15)$$

Thế trở lại phương trình thứ 3 và 4 của (2-14) ta được phương trình:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \psi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_r \psi_{rd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rq} \end{array} \right. \quad (2-16)$$

Biến đổi tiếp hệ (2-16) với điều kiện chọn trục d trùng với vectơ ψ_r , tức là $\psi_{rq} = 0$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{1}{T_\sigma} + p\right)i_{sd} = \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \psi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \left(\frac{1}{T_\sigma} + p\right)i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ (1 + T_r p) \psi_{rd} = L_m i_{sd} \\ \omega_r = \frac{\frac{L_m}{T_r} i_{sq}}{\psi_{rd}} \end{array} \right. \quad (2-17)$$

Thay T_σ theo công thức: $\frac{1}{T_\sigma} = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$

T- ơng tự nh- trên toạ độ $\alpha\beta$ ta cũng có ph- ơng trình mômen cho toạ độ dq:

$$m_M = \frac{3}{2} \cdot p_c \cdot \frac{L_m}{L_r} (\overline{\psi_r^f} \wedge \overline{i_s^f})$$

Thay đại l- ợng vectơ bằng các phần tử của nó : $i_s^f = i_{sd} + j i_{sq}$ và $\psi_s^f = \psi_{sd} + j \psi_{sq}$ ta có:

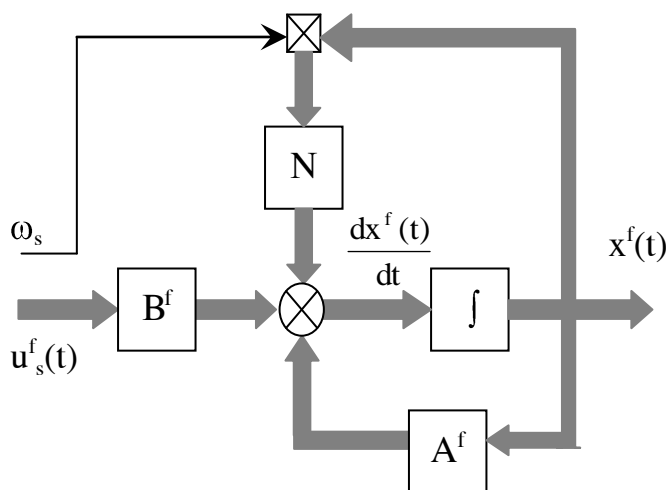
$$m_M = \frac{3}{2} \cdot p_c \cdot \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2-18)$$

Từ (2-17) và (2-18) ta vẽ đ- ợc sơ đồ toán học của động cơ trên hệ toạ độ từ thông rôto dq:

$$A^f = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega \\ 0 & -\frac{1}{T_\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B^f = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Hình minh họa cho mô hình (2-19) cho thấy đầu vào stato động cơ gồm thành phần vectơ điện áp u_s và tần số nguồn ω_s . Nh- vậy so với mô hình trên hệ toạ độ tĩnh thì mô hình trên hệ toạ độ quay cần thêm tốc độ quay của hệ toạ độ đó. Điều đó có thể hiểu đ- ợc vì vectơ u_s trên dq chỉ gồm hai thành phần một chiều u_{sd} , u_{sq} , còn trên toạ độ tĩnh thì tần số ω_s đã chứa trong hai thành phần xoay chiều $u_{s\alpha}$ $u_{s\beta}$.

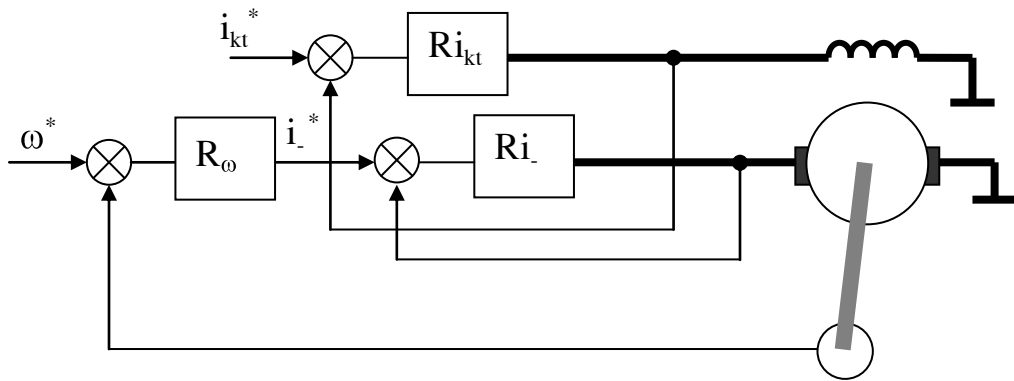


Hình 2-8: Mô hình ĐCKĐB trên toạ độ dq theo dạng vectơ

2.4. CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTƠ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

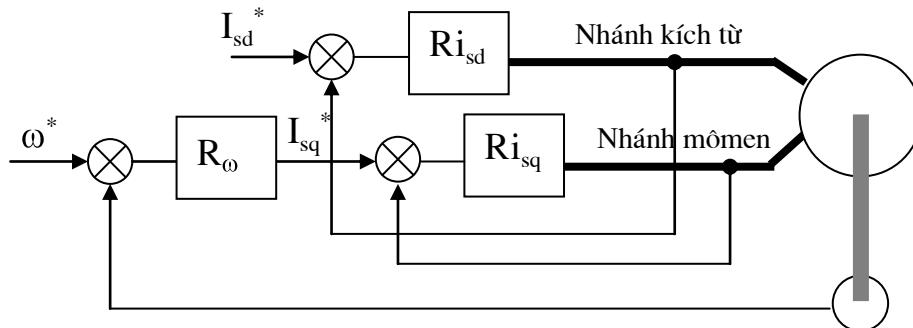
Tr- ớc đây ta đã đề cập đến vấn đề điều khiển động cơ không đồng bộ theo công thức (2-18) : $m_M = K_m \psi_{rd} i_{sq}$ để có thể điều khiển đ- ợc chính xác t- ơng tự nh- động cơ một chiều (điều khiển độc lập thành phần kích từ ψ_r và thành phần dòng phần ứng i_s).

Nh- vậy hệ điều khiển cũng t- ơng tự nh- hệ điều khiển động cơ một chiều.



Hình 2-9: Mô hình điều khiển động cơ một chiều.

Ta sẽ xây dựng một hệ điều khiển t- ơng tự cho động cơ không đồng bộ nh- ng trên toạ độ dq. Nh- vậy động cơ cũng phải biểu diễn trên dq (mục 2-3-2), l- ợng đặt là ω và i_{sd} :



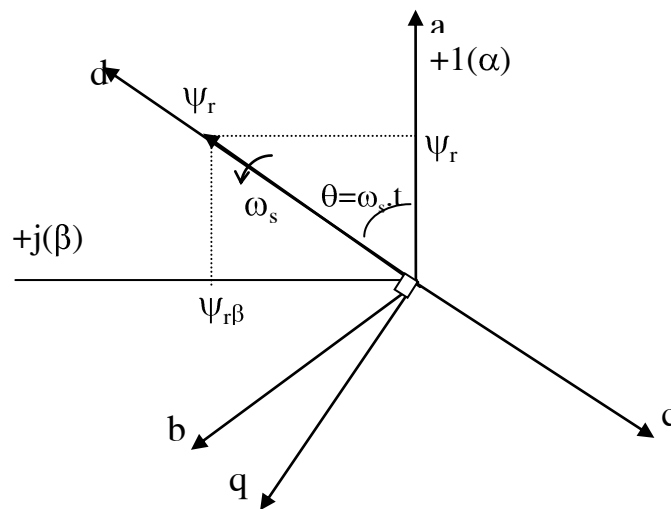
Hình 2-10: T- ơng điều khiển ĐCKDB.

Góc θ_s dùng để chuyển tọa độ từ tĩnh sang quay theo chiều thuận hoặc ngược ($\alpha\beta \rightarrow dq$ hoặc $dq \rightarrow \alpha\beta$). θ_s có thể được tính trực tiếp $\theta_s = \arctg(\psi_r)$ hoặc gián tiếp: $\theta_s = \omega_s \cdot t + \alpha_0$

Tùy theo cách xác định góc quay từ trường θ_s mà ta có hai phương pháp điều khiển vectơ: phương pháp điều khiển trực tiếp và phương pháp điều khiển gián tiếp.

2.5. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN VECTƠ

2.5.1. Điều khiển vectơ gián tiếp



Hình 2-12: Đồ thị góc pha của phương pháp điều khiển vectơ gián tiếp

Ở phương pháp này, góc θ_s được tính toán dựa vào các đại lượng đầu cực của động cơ. từ đó tính ra các phần tử quay $\cos\theta$, $\sin\theta$.

Theo đồ thị trên, góc pha được tính như sau:

$$\theta_s = \int \omega_s dt + \alpha_0$$

ω_s : tốc độ quay của vectơ dòng điện stato, từ thông rôto và là tốc độ quay của hệ trục tọa độ dq.

Từ phương trình cân bằng điện áp rôto (2-14):

$$0 = R_r i_r^f + \frac{d\psi_{rs}^f}{dt} + j\omega_s \psi_r^f$$

Xét trên hai trục d và q tương ứng ta được:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} \end{cases} \quad (2-20)$$

Từ công thức $\psi_r = L_r i_r + L_m i_s$ ta suy ra :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\psi_{rd} - L_m i_{sd}}{L_m} \\ i_{rq} = \frac{\psi_{rq} - L_m i_{sq}}{L_m} \end{cases} \quad (2-21)$$

Thay (2-21) vào (2-20) đ-ợc

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} R_r I_{sd} - \omega_r \psi_{rq} = 0 \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} R_r I_{sq} + \omega_r \psi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (2-22)$$

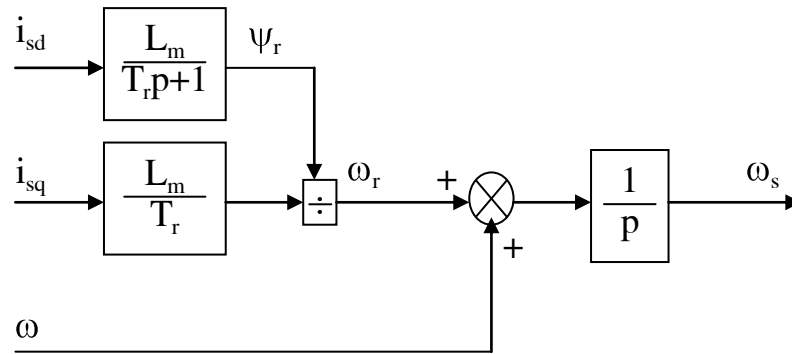
Vì hệ toạ độ dq gắn vào vectơ từ thông rôto và các điều kiện sau giả sử đ-ợc đảm bảo:

$$\begin{aligned} \psi_{rq} &= \frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0 \\ \psi_{rd} &= \psi_r = const \end{aligned}$$

Thay các điều kiện đó vào (2-22) và biến đổi đ-ợc:

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_r} \\ T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r &= L_m i_{sd} \end{aligned} \quad (2-23)$$

Khi đã tính đ-ợc ω_r ta có công thức tính góc quay θ_s dựa vào i_{sd} , i_{sq} và tốc độ ω :



Hình 2-13: Sơ đồ tính toán góc quay từ từ-ờng theo ph-ơng pháp gián tiếp.

2.5.2. Điều khiển vectơ trực tiếp theo từ thông rôto

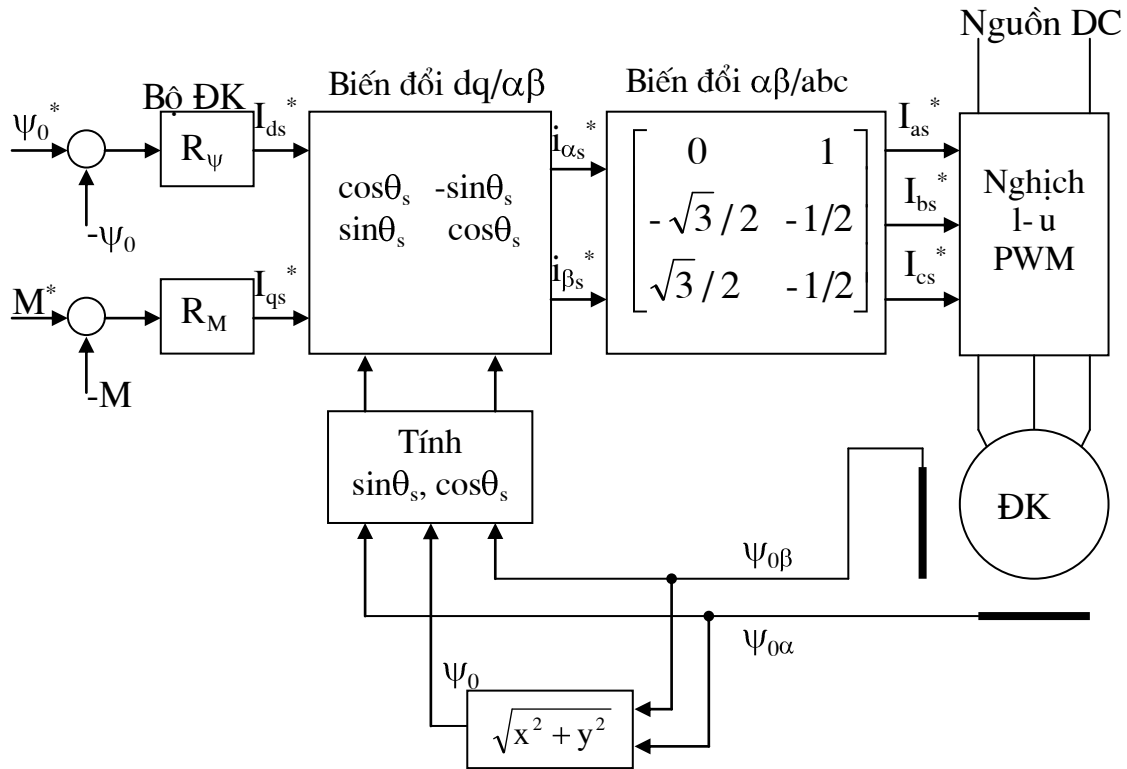
Ph-ơng pháp này xác định trực tiếp góc quay từ từ-ờng θ_s từ từ thông rôto ψ_r hoặc từ thông khe hở ψ_0 trên hai trục của hệ tọa độ vuông góc:

ψ_r có thể đ-ợc xác định bằng cảm biến từ thông Hall hoặc bằng tính toán.

a) Xác định θ_s từ cảm biến Hall.

Cảm biến Hall đ-ợc lắp vào động cơ để đo từ thông khe hở ψ_0 , từ đó tùy theo yêu cầu của hệ truyền động mà tính θ_s trực tiếp từ ψ_0 hay chuyển đổi thành ψ_r rồi mới tính θ_s từ ψ_r

Xác định trực tiếp góc quay từ từ-ờng bằng từ thông khe hở.



Hình 2-14: Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển vectơ trực tiếp sử dụng cảm biến Hall đo ψ_r

Sơ đồ gồm hai kênh điều khiển : mômen và từ thông khe hở. Các thành phần dòng điện điều khiển I_{qs}^* và I_{ds}^* t-ơng ứng là các tín hiệu ra của các bộ điều chỉnh mômen và từ thông khe hở. Các thành phần dòng điện này đ-ợc biến đổi thành các đại l-ợng hình sin trong hệ toạ độ tĩnh nhờ phép biến đổi dq/ $\alpha\beta$. Các thành phần dòng điện hình sin i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* là tín hiệu điều khiển của bộ nghịch l-u biến điệu độ rộng xung PWM. Thành phần $\sin\theta_s$, $\cos\theta_s$ tính từ các thành phần của từ thông khe hở trên hai trục toạ độ tĩnh đo đ-ợc bằng các cảm biến từ thông :

$$\begin{aligned} |\overline{\psi}_0| &= \sqrt{\psi_{0\alpha}^2 + \psi_{0\beta}^2} \\ \cos\theta_s &= \frac{\psi_{0\alpha}}{\psi_0}; \quad \sin\theta_s = \frac{\psi_{0\beta}}{\psi_0} \end{aligned} \quad (2-24)$$

với $\psi_{0\alpha}$, $\psi_{0\beta}$: các thành phần từ thông khe hở dọc trục và ngang trục

Nh- vậy góc quay từ tr- ờng θ_s hay $\sin\theta_s$, $\cos\theta_s$ đ- ợc tính trực tiếp từ các thành phần từ thông khe hở. Các thành phần ψ_0 đ- ợc đo bằng các cảm biến từ thông. Biên độ ψ_0 đ- ợc sử dụng làm phản hồi của mạch vòng điều chỉnh ψ_0 .

❖ Xác định trực tiếp góc quay từ tr- ờng bằng từ thông rôto.

Ở phần tr- ớc đã xác định góc quay từ tr- ờng trực tiếp bằng từ thông khe hở. Ph- ơng pháp này có - u điểm là khối tính toán đơn giản nh- ư vì ψ_0 không trùng với h- ớng ψ_r nên thực ra góc θ_s tính đ- ợc dựa vào ψ_0 nh- trên không chính xác. Do vậy cho hệ truyền động có yêu cầu cao hơn ta phải tính θ_s từ các thành phần của ψ_r . Từ đó hệ thống điều khiển vectơ tựa theo từ thông rôto đ- ợc xây dựng trên cơ sở của hệ thống hình trên với bổ xung khối tính toán từ thông rôto .

Từ hai công thức tính từ thông khe hở và từ thông rôto :

$$\begin{cases} \psi_0 = L_m(i_s + i_r) \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r = L_m i_s + (L_m + L_{r\sigma})i_r = \psi_0 + L_{r\sigma} i_r \end{cases} \quad (2-25)$$

Thay i_r ở ph- ơng trình thứ nhất của (2-25) vào ph- ơng trình thứ hai ta có công thức tính ψ_r :

$$\begin{aligned} \overline{\psi_r} &= \overline{\psi_0} + L_{r\sigma} \left(\frac{\overline{\psi_0}}{L_m} - \overline{i_s} \right) \\ \Rightarrow \overline{\psi_r} &= \overline{\psi_0} \left(1 + \frac{L_{r\sigma}}{L_m} \right) - L_{r\sigma} \overline{i_s} \end{aligned}$$

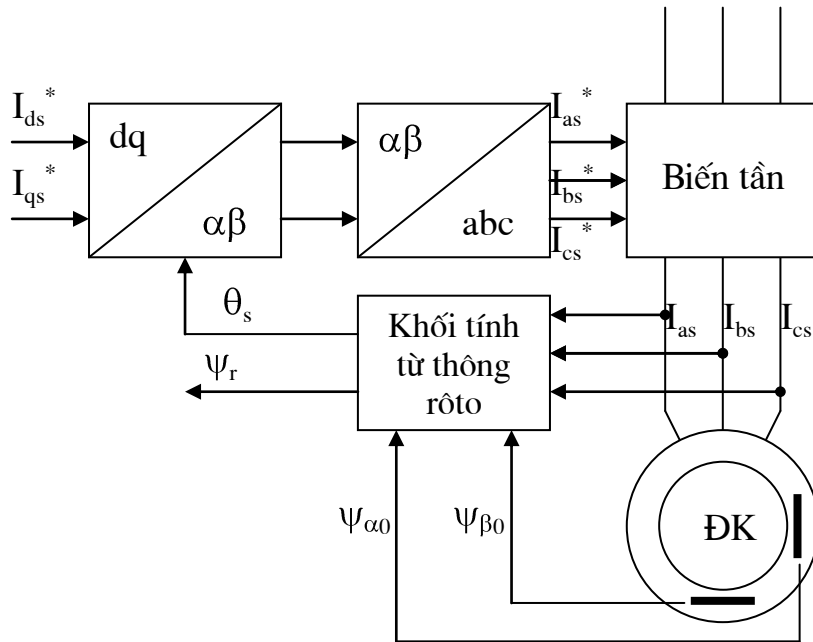
Từ đó rút ra:

$$\overline{\psi_r} = \frac{L_r}{L_m} \overline{\psi_0} - L_{r\sigma} \overline{i_s} \quad (2-26)$$

Từ (2-26) ta suy ra trên hệ toạ độ tĩnh $\alpha\beta$:

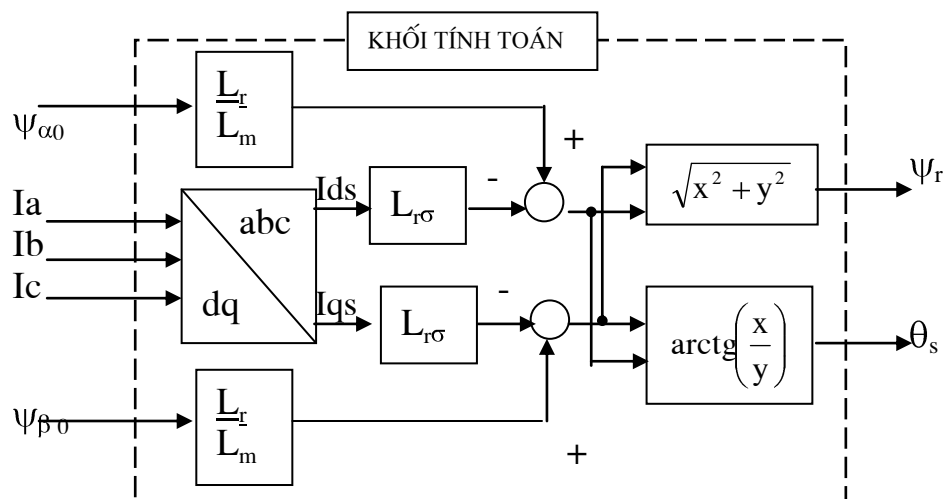
$$\begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{0\alpha} - L_{r\sigma} i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{0\beta} - L_{r\sigma} i_{s\beta} \end{aligned} \quad (2-27)$$

Từ đó xây dựng sơ đồ khối cơ bản của ph-ong pháp điều khiển trực tiếp từ thông rôto :



Hình 2-15: Hệ thống điều khiển sử dụng cảm biến Hall đo từ thông rôto.

Trong đó khối tính ψ_r đ- ợc xây dựng theo công thức (2-27) nh- sau:



Hình 2-16: Cấu trúc khối tính ψ_r .

Trong thực tế do việc gắn cảm biến từ thông vào động cơ để đo có nhiều bất lợi do mỗi động cơ phải cài một sensor đo từ thông không thích hợp cho

sản xuất đại trà và cơ cấu đo gắn trong đó bị ảnh hưởng bởi nhiệt độ và nhiễu nên hay sử dụng sơ đồ tính từ thông gián tiếp từ các đại lượng khác:

b) Xác định ψ_r bằng tính toán:

❖ Tính toán từ thông rôto dựa trên mô hình động cơ ở hệ tọa độ cố định stato:

Từ thông rôto được tính toán từ các thành phần dòng điện stato trên hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$ và tốc độ động cơ ω .

Từ hai phương trình 3 và 4 của hệ (2-9):

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega \psi_{r\beta}$$

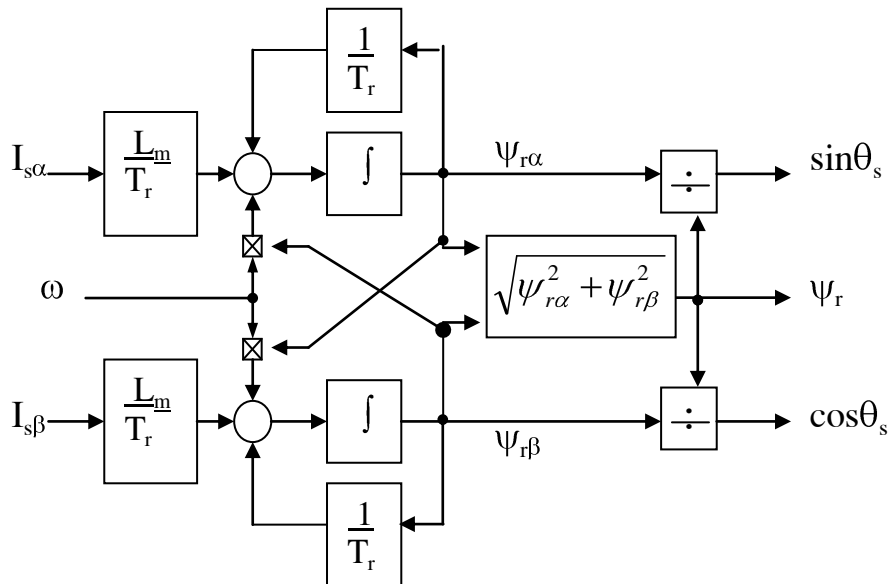
$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega \psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta}$$

và kết hợp các công thức:

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}$$

$$\cos\theta_s = \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_r}; \sin\theta_s = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_r}$$

Ta có sơ đồ tính θ_s sau:



Hình 2-17: Tính toán từ thông rôto theo mô hình động cơ trên $\alpha\beta$.

❖ Tính toán từ thông theo mô hình quan sát

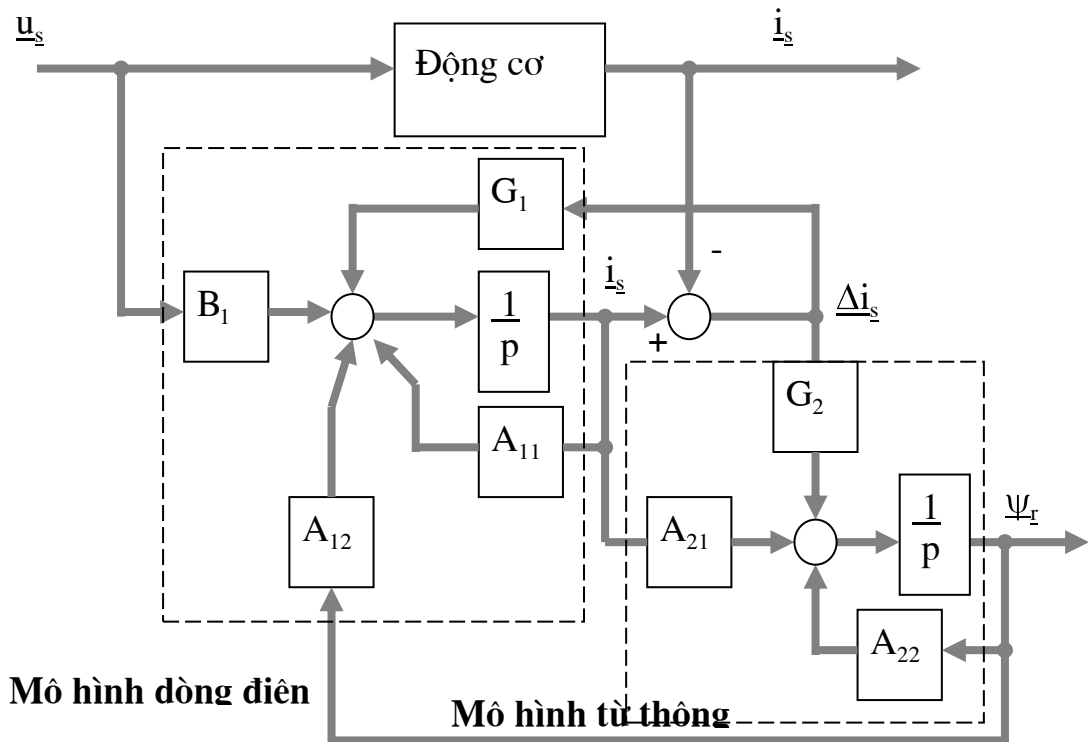
Mô hình quan sát từ thông đủ bậc trong đó tính toán cả dòng stato và từ thông rôto đ-ợc xây dựng theo ph-ơng trình ở ch-ơng 2-7:

$$\begin{aligned} \hat{X} &= A \hat{X} + B.u_s + G(\hat{i}_s - i_s) \\ \Leftrightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_s + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} (\hat{i}_s - i_s) \end{aligned}$$

Hay viết cách khác:

$$\hat{i}_s = A_{11} \hat{i}_s + A_{12} \hat{\psi}_r + B_1 u_s + G_1 (\hat{i}_s - i_s)$$

$$\hat{\psi}_r = A_{21} \hat{i}_s + A_{22} \hat{\psi}_r + G_2 (\hat{i}_s - i_s)$$



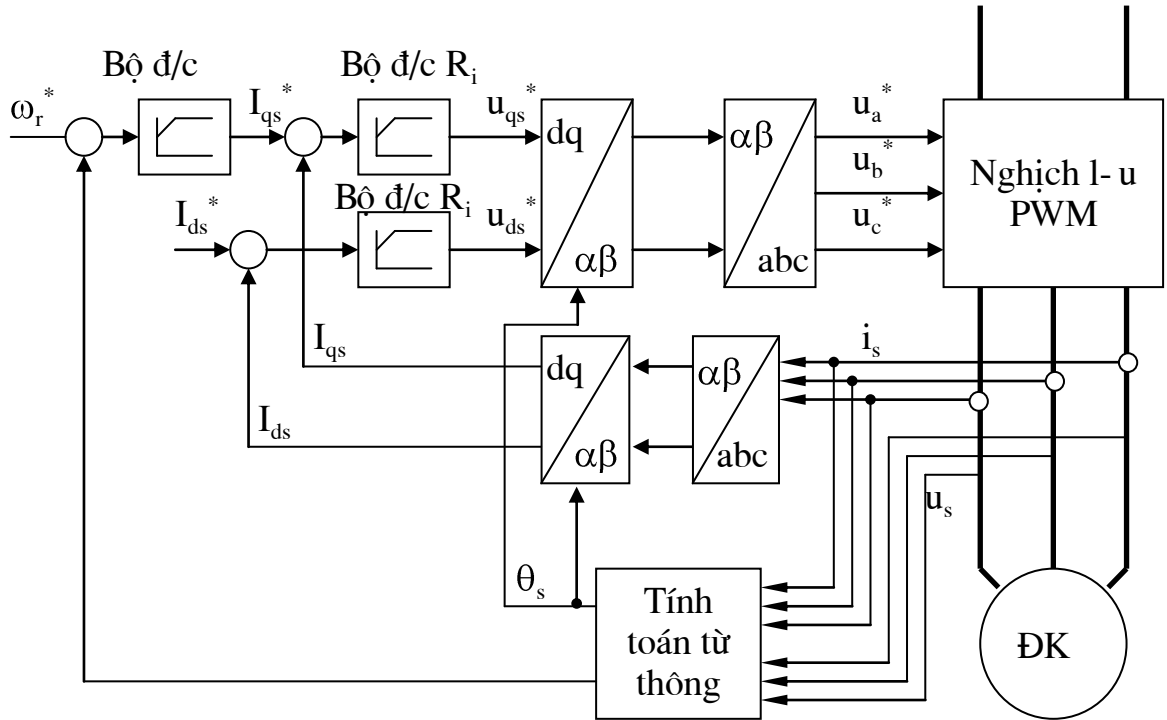
Hình 2-18: Tính toán ψ_r theo mô hình quan sát.

Sau khi đã có $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ ta tính góc quay từ tr-ờng bằng các công thức:

$$\cos\theta_s = \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_r}; \sin\theta_s = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_r}$$

Từ đó ta có đ-ợc mô hình toàn bộ hệ thống điều khiển trực tiếp nh- sau:

Sơ đồ d-ới dạng vectơ gồm hai nhánh song song : một là động cơ thực tế và một là mô hình quan sát động cơ lấy thông số là dòng điện, điện áp stato, sau khi tính toán đ-ợc vectơ dòng điện stato mẫu i_s đem so với dòng stato thực tế từ đó tính ra vectơ từ thông ψ_r .

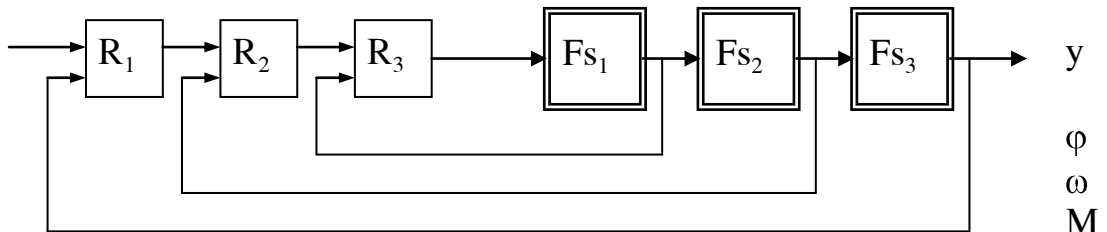


Hình 2-19: Mô hình điều khiển vectơ kiểu trực tiếp lấy θ_s từ bộ quan sát

2.6. TỔNG HỢP CÁC BỘ ĐIỀU CHỈNH

2.6.1. Tổng hợp hệ theo hàm chuẩn:

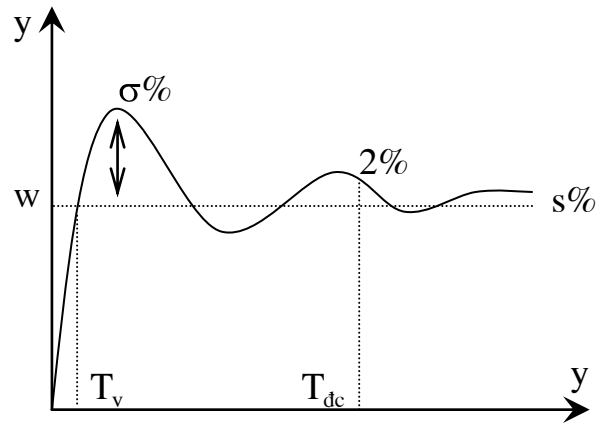
Cấu trúc hệ gồm các mạch vòng điều chỉnh lệ thuộc lẫn nhau (cấu trúc mạch vòng phù hợp với các hệ điều chỉnh công nghiệp)



Hình 2-20: Cấu trúc tổng quát một hệ điều chỉnh

*Đặc tính động của hệ: là đáp ứng của hệ khi l- ợng vào là hàm nhảy cấp 1(t).

- Tốc độ điều chỉnh: (gia tốc của hệ thống) $=w/T_v$
- Độ quá điều chỉnh: (mong muốn nhỏ): $\sigma\% = 100(y_m = w)/w$
- Số lần dao động.
- Thời gian điều chỉnh: $T_{đc}$, cần nhỏ



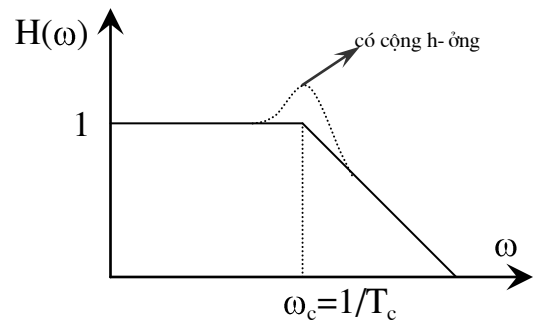
Hình 2-21: Đặc tính quá độ của hệ thống.

Việc điều chỉnh các thông số trên phụ thuộc lẫn nhau. Ví dụ nếu giảm $T_{đc}$ sẽ làm tăng $\sigma\%$. Vậy phải đ- a ra một sự dung hoà giữa các tiêu chuẩn để có đ- ợc hệ thống tối - u.

* Tiêu chuẩn môđun tối - u:

Đặc tính môđun của hàm truyền kín của hệ là một hàm không tăng, không cộng h- ợng và $= 1$ trong dải tần số sao cho rộng nhất.

- Hàm không tăng: $\frac{\partial H(\omega^2)}{\partial \omega^2} \leq 0$
- Không cộng h- ợng: $\frac{\partial H(\omega^2)}{(\partial \omega^2)^2} \leq 0$
- Bằng 1: $\lim H(\omega^2) = 1$



Hình 2-22: Đặc tính tần của hàm truyền kín tối - u

Từ tiêu chuẩn đó muốn môđun hệ kín là một khâu bậc hai thì hàm chuẩn bậc hai có dạng: $F_{ch} = \frac{1}{1 + 2T_c p + 2T_c^2 p^2}$ (tiêu chuẩn môđun tối - u)

Nếu muốn môđun hệ kín là một khâu bậc ba thì hàm chuẩn bậc ba có

$$\text{dạng: } F_{ch} = \frac{1+4T_c p}{1+4T_c p + 8T_c^2 p^2 + 8T_c^3 p^3} \quad (\text{tiêu chuẩn môđun tối - u đối xứng})$$

Trong đó T_c đ-ợc chọn sao cho nhỏ nhất để $\omega_c = 1/T_c$ là lớn nhất.

Hàm truyền kín của mỗi môđun dạng: $\frac{F_s \cdot R_s}{1 + F_s \cdot R_s}$. Nếu đã biết hàm

truyền hệ thống F_s ta có thể dựa vào các tiêu chuẩn tối - u để xác định hàm truyền bộ điều chỉnh R_s .

2.6.2. Tuyến tính hoá mô hình động cơ

Hệ ph-ơng trình (2-17) mô tả động cơ hệ ph-ơng trình phức tạp, có độ phi tuyến cao dẫn đến một sơ đồ rất phức tạp và khó có thể tổng hợp mạch theo các ph-ơng pháp thông thường đ-ợc. Do vậy ta phải dùng ph-ơng pháp tuyến tính hoá quanh điểm làm việc:

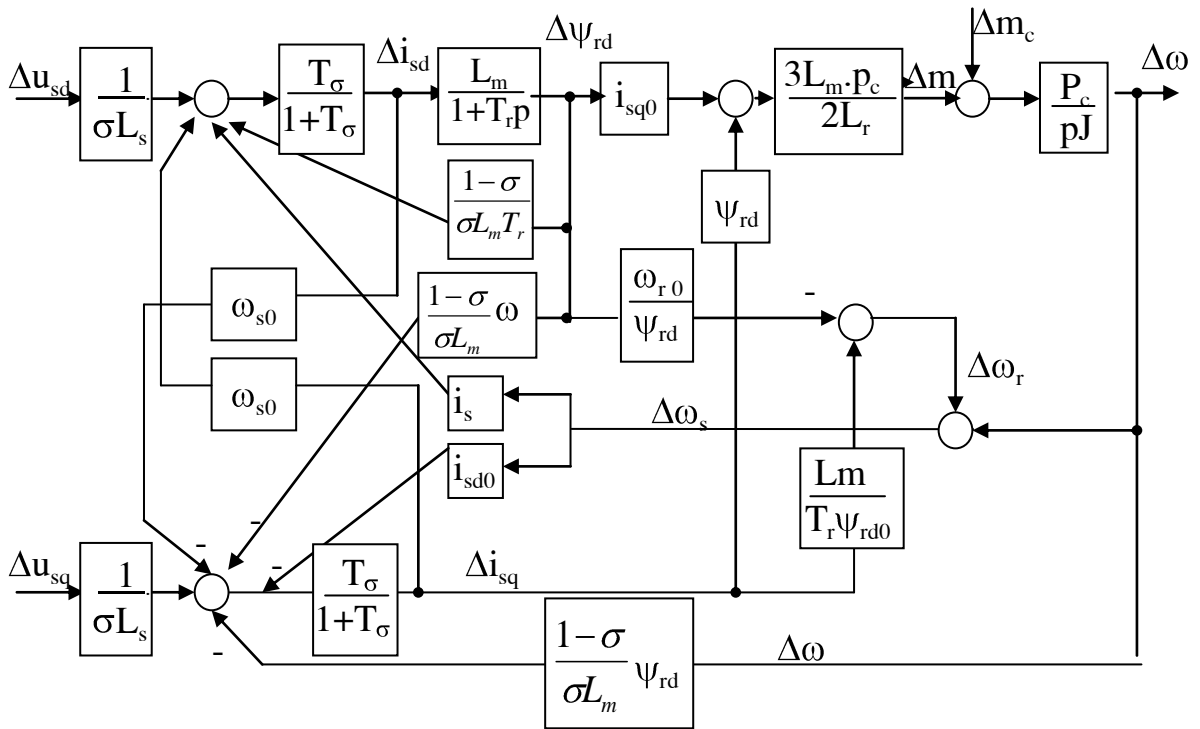
Gọi điểm làm việc ổn định của động cơ là điểm có tốc độ ω_0 ứng mômen tải m_0 (và gọi tất cả các thông số tại điểm đó đều có chỉ số d-ới là 0). Hệ thống xê dịch quanh điểm làm việc ổn định một l-ợng rất nhỏ kéo theo tất cả các đại l-ợng cũng đều bị thay đổi một l-ợng rất nhỏ nào đó, ví dụ $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$

Thay tất cả các đại l-ợng biến đổi đ-ợc vào (2-17):

$i_{sq} = i_{sq0} + \Delta i_{sq}$, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, $m = m_0 + \Delta m$... ta đ-ợc:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1+T_\sigma p}{T_\sigma} \cdot \Delta i_{sd} = \omega_{s0} \cdot \Delta i_{sq} + i_{sq0} \cdot \Delta \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \cdot \Delta \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \Delta u_{sd} \\ \frac{1+T_\sigma p}{T_\sigma} \cdot \Delta i_{sq} = -\omega_{s0} \cdot \Delta i_{sd} - i_{sd0} \cdot \Delta \omega_s - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega_0 \cdot \Delta \psi_{rd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{rd0} \cdot \Delta \omega + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \Delta u_{sq} \\ (1+T_r p) \cdot \Delta \psi_{rd} = L_m \cdot \Delta i_{sd} \\ \Delta \omega_r = \frac{1}{\psi_{rd0}} \left(\frac{L_m}{T_r} \cdot \Delta i_{sq} - \omega_{r0} \cdot \Delta \psi_{rd} \right) \\ \Delta m_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd0} \cdot \Delta i_{sq} + i_{sq0} \cdot \Delta \psi_{rd}) \end{array} \right. \quad (2-28)$$

Từ đó ta có sơ đồ cấu trúc động cơ đã tuyến tính hoá:



Hình 2-23: Sơ đồ mô tả động cơ trên hệ tọa độ dq đã tuyến tính hoá quanh điểm làm việc

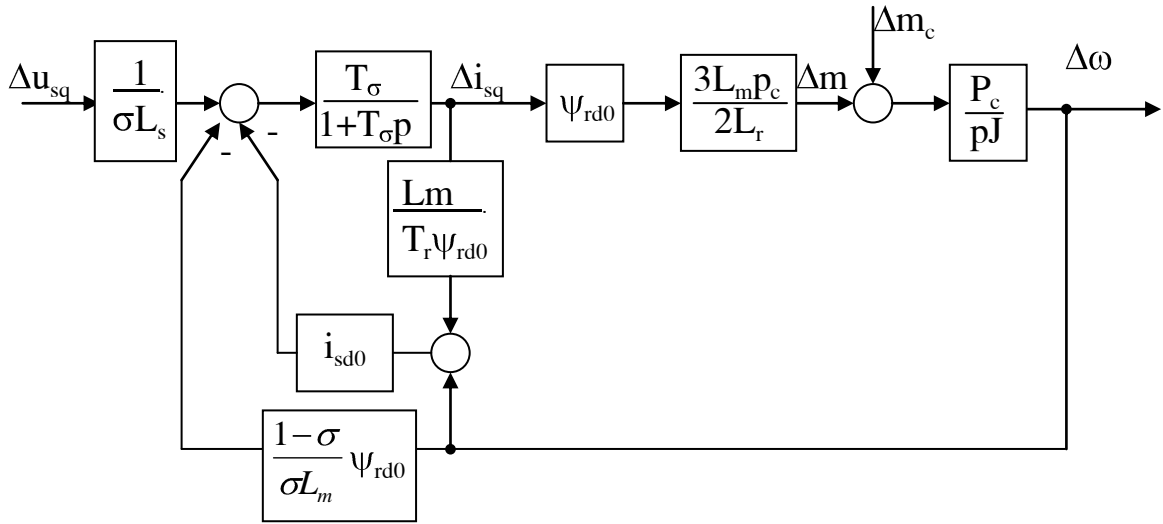
2.6.3. Tổng hợp $R_{i_{sq}}$ và R_{ω}

Sơ đồ trên còn nhiều phức tạp mặc dù đã bỏ bớt khâu nhân và chia. Ta còn phải tiếp tục làm đơn giản bớt bằng các giả thiết sau:

Giả thiết điều chỉnh tốc độ động cơ ở mức d-ới tốc độ định mức. Khi đó giống nh- điều chỉnh tốc độ động cơ một chiều, ta sẽ theo luật từ thông không đổi \rightarrow nhánh từ hoá ψ_{rd} có $\Delta\psi_{rd} = 0$. Theo ph-ong trình 2 của (2-17) ta suy ra $\Delta i_{sd} = 0$.

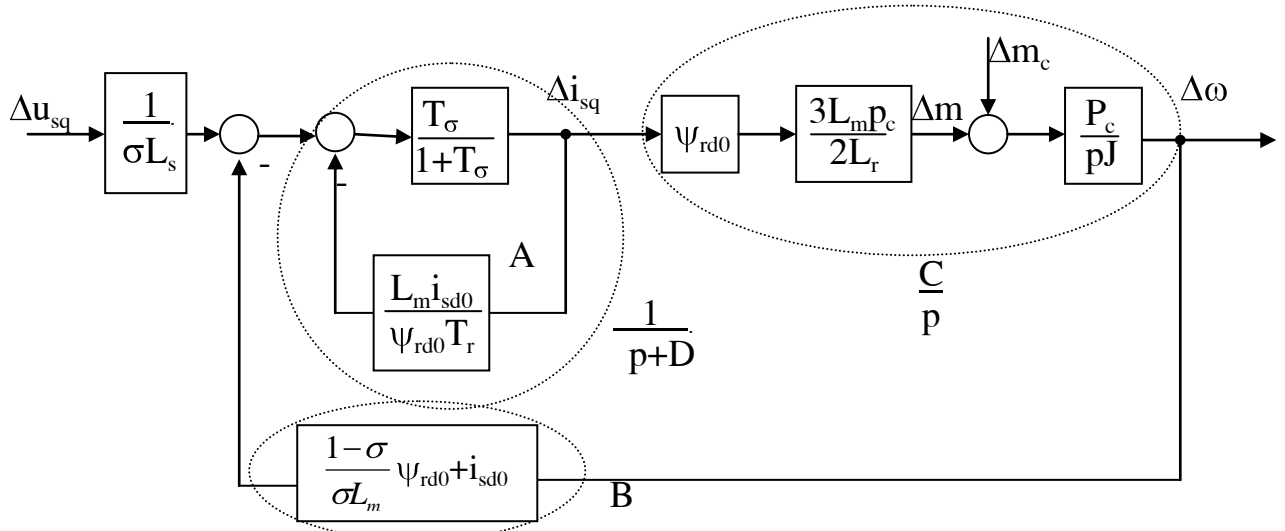
Vậy (2-28) có dạng:

$$\begin{cases} \frac{1+T_{\sigma}p}{T_{\sigma}} \cdot \Delta i_{sq} = - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{rd0} \right) \Delta \omega + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \Delta u_{sq} \\ \Delta \omega_r = \left(\frac{1}{T_r \psi_{rd0}} \right) \cdot \Delta i_{sq} \\ \Delta m_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd0} \cdot \Delta i_{sq}) \end{cases}$$



Hình 2-24: Sơ đồ cấu trúc khi $\psi_r = \text{const}$

Biến đổi sơ đồ :



Hình 2-25: Mô hình sau khi đã biến đổi.

$$\text{Đặt } A = \frac{L_m i_{sd0}}{\psi_{rd0} T_r}$$

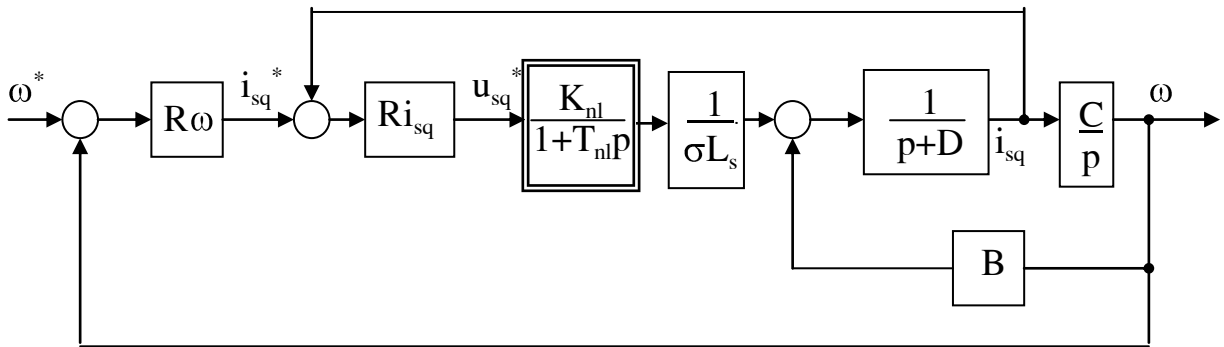
$$B = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{rd0} + i_{sd0}$$

$$C = \frac{3\psi_{rd0} L_m p_c^2}{2L_r J}$$

$$\frac{1}{p+D} = \frac{\frac{T_\sigma}{1+T_\sigma p}}{1 + A \cdot \frac{T_\sigma}{1+T_\sigma p}} = \frac{T_\sigma}{(1+AT_\sigma) + T_\sigma p}$$

$$\Rightarrow D = \frac{1}{T_\sigma} + A$$

Tổng hợp mạch: mạch điều khiển gồm khâu điều chỉnh tốc độ và khâu điều chỉnh dòng điện. Coi khâu nghịch l- u có quán tính rất nhỏ, cỡ 1ms ($T_{nl} = 0.001$)



Hình 2-26: Tổng hợp các mạch vòng dòng điện và tốc độ.

Nhận thấy t- ong tự nh- khi tổng hợp mô hình động cơ một chiều, khâu phản hồi B giống khâu phản hồi sức điện động. Mà ta biết quán tính của khâu này thì rất nhỏ so với quán tính cơ nên một cách gần đúng có thể bỏ qua để tổng hợp đ- ợc.

$$F_{s_i} = \frac{K_{nl}}{\sigma L_s (1 + T_{nl} p)(D + p)} = \frac{K_{nl}}{\sigma L_s (1 + T_{nl} p)(1 + \frac{1}{D} p)}$$

Theo tiêu chuẩn tối - u môđun ta có:

$$Ri_{sq} = \frac{\frac{1}{D} p + 1}{\left(2 \frac{K_{nl}}{\sigma L_s D} T_{nl}\right) p} = \frac{p + D}{\left(2 \frac{K_{nl}}{\sigma L_s} T_{nl}\right) p}$$

Nh- vậy theo luật điều khiển môđun tối - u hàm truyền kín của mạch vòng dòng điện là:

$$F_{ki} = \frac{1}{1 + 2 T_{nl} \cdot p + 2 \cdot \left(\frac{K_{nl}}{\sigma L_s}\right) \cdot p^2}$$

Để đơn giản bớt cho phân tổng hợp sau ta bỏ bớt thành phần bậc 2 của

$$F_{ki}: F_{ki} = \frac{1}{1 + 2T_{nl} \cdot p}.$$

$$\text{Hàm truyền đối tượng của mạch vòng tốc độ } R_{s\omega}: F_{s\omega} = \frac{1}{1 + 2T_{nl} \cdot p} \cdot \frac{C}{p}$$

Đối với mạch điều chỉnh tốc độ, do quán tính của hệ thống lớn nên khi tổng hợp theo chuẩn tối - u ta không thể đặt hằng số T_c cỡ miligiây nh- khi áp dụng cho mạch vòng dòng điện đ- ợc. Nếu đặt T_c quá nhỏ sẽ gây hai bất lợi: thứ nhất để tốc độ ổn định từ 0 tới định mức trong khoảng thời gian miligiây thì dòng sinh mômen lúc đó phải có giá trị rất lớn, cỡ vài nghìn ampe, điều này không thể chấp nhận đ- ợc. Thứ hai là tín hiệu đặt của mạch vòng dòng điện là tín hiệu đầu ra của mạch vòng tốc độ. Nếu tần số dao động của mạch vòng ngoài đ- a vào cũng xấp xỉ tần số dao động của mạch vòng trong thì hệ thống dễ mất ổn định. Ta phải làm sao cho chu kỳ dao động của mạch vòng trong rất nhỏ so với mạch vòng ngoài thì hệ kín mới đảm bảo ổn định đ- ợc.

Áp dụng tiêu chuẩn môđun tối - u đối xứng ở (2 - 28) cho mạch vòng tốc độ ta đ- ợc:

$$\frac{F_{s\omega} R_{\omega}}{1 + F_{s\omega} R_{\omega}} = F_{ch}$$

$$F_{s\omega} R_{\omega} = \frac{F_{ch}}{1 - F_{ch}}$$

$$\frac{1}{1 + 2T_{nl} \cdot p} \cdot \frac{C}{p} \cdot R_{\omega} = \frac{1 + 4T_c p}{8T_c^2 p^2 + 8T_c^3 p^3}$$

$$R_{\omega} = \frac{(1 + 2T_{nl} \cdot p) \cdot (1 + 4T_c p)}{C \cdot 8T_c^2 p (1 + T_c p)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1 + 2T_{nl} \cdot p}{8T_c^2 p} \cdot \frac{1 + 4T_c p}{1 + T_c p}$$

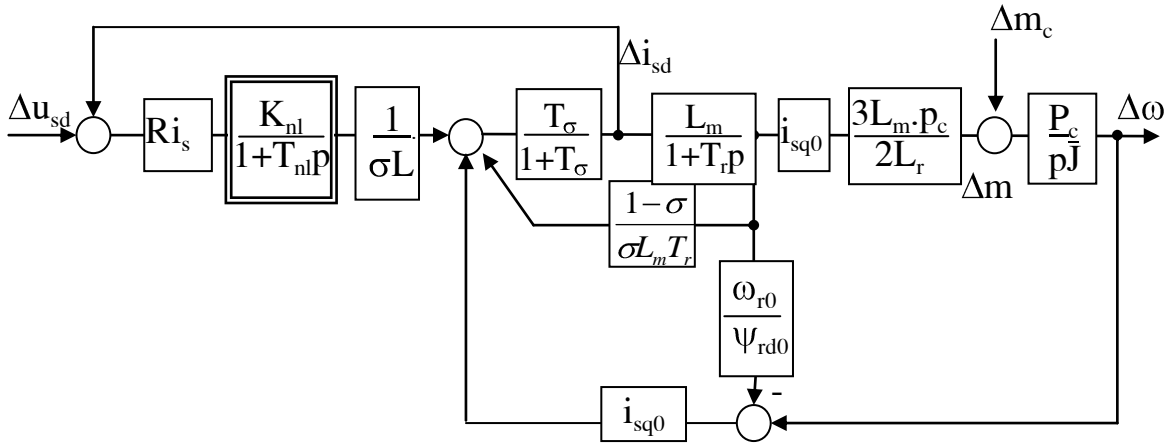
$$\text{Nếu đơn giản chỉ lấy } R_{\omega} \text{ là khâu PI: } R_{\omega} = \frac{1 + 2(T_{nl} + 2T_c)p}{C \cdot 8T_c^2 p}$$

2.6.4. Tổng hợp $R_{i_{sd}}$:

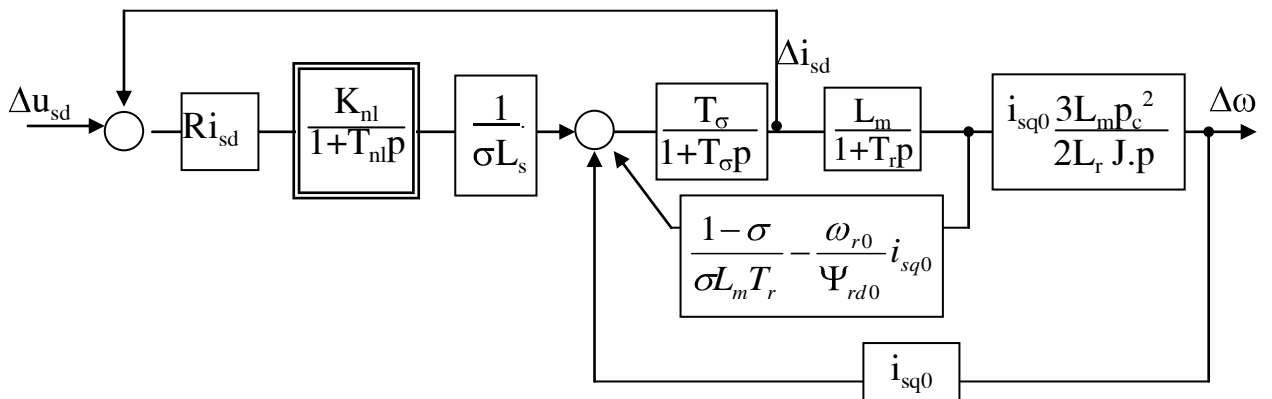
Để giảm bớt phức tạp trong việc tổng hợp ta dựa vào lý luận sau: Khi khởi động ta làm theo quy trình nh- máy điện một chiều: sau khi ổn định việc cấp nguồn phía kích từ i_{sd} xong mới cấp mômen quay i_{sq} nên có thể coi khi

đ- a i_{sd} vào thì mạch phía phân ứng ch- a có hoạt động. Nhờ vậy ta có thể bỏ qua ảnh hưởng của phía phân ứng trong quá trình khởi động.

Lúc đó mạch (2-23) có dạng:



Hình 2-27: Nhánh kích từ của mô hình động cơ trên hệ tọa độ dq.



Hình 2-28: Biến đổi nhánh kích từ.

Đơn giản bớt và lấy $F_{si} = \frac{K_{nl} \cdot 1}{1+T_{nl}p} \cdot \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{T_\sigma}{1+T_\sigma p} = \frac{K_{nl} T_\sigma}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{(1+T_{nl}p)(1+T_\sigma p)}$

Suy ra $Ri_{sd} = \frac{T_\sigma p + 1}{\left(2K_{nl} \frac{T_\sigma}{\sigma L_s} T_{nl}\right) p}$ theo hàm chuẩn bậc hai.

2.7. Bộ quan sát từ thông

Trong phần này ta sẽ xây dựng bộ quan sát từ thông thích nghi mới của động cơ không đồng bộ cho điều khiển trong dải tốc độ rộng.

Một ĐC KĐB đ- ợc mô tả bằng ph- ơng trình trạng thái nh- sau:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u}_s \quad (2-29)$$

viết gọn:

$$\dot{X} = AX + Bu$$

$$i_s = CX$$

trong đó:

$$\bar{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad \bar{\psi}_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad \bar{u}_s = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) = a_{r11} I$$

$$A_{12} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r J \right) = a_{r12} I + a_{112} J$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{T_r} I = a_{r21} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J = a_{r22} I + a_{122} J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I = b_1 I$$

$$C = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{r11} & 0 & a_{r12} & -a_{112} \\ 0 & a_{r11} & a_{122} & a_{r12} \\ a_{r21} & 0 & a_{r22} & -a_{122} \\ 0 & a_{r21} & a_{122} & a_{r22} \end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Mô hình quan sát đủ bậc trong đó tính toán cả dòng stato và từ thông rôto đ- ợc xây dựng theo ph- ơng trình sau:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{X}} &= A \bar{X} + B \bar{u}_s + G(\bar{i}_s - \bar{i}_s) \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u}_s + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} (\bar{i}_s - \bar{i}_s) \end{aligned} \quad (2-30)$$

Trong đó \wedge nghĩa là giá trị tính toán đ-ợc.

Chất l-ợng tính toán từ thông rôto bao gồm độ chính xác tĩnh và thời gian hội tụ từ thông tính toán về giá trị thực (chế độ động). Chất l-ợng này sẽ góp phần quan trọng nâng cao chất l-ợng điều chỉnh của hệ thống truyền động điện biến tần - động cơ không đồng bộ không dùng cảm biến tốc độ. Mô hình quan sát đ-ợc thiết kế thoả mãn hai chỉ tiêu: độ chính xác tĩnh cao và thời gian hội tụ đủ bé. Chỉ tiêu thứ hai có nghĩa là các thông số sẽ hội tụ về giá trị thực của động cơ trong thời gian đủ nhỏ mà không làm ảnh hưởng đến chất l-ợng động của toàn hệ thống.

Trong ph-ơng trình (2-30), có G là một ma trận trọng số dùng để bù sai lệch giữa các thông số thực của động cơ và các thông số trong mô hình quan sát sao cho mô hình quan sát mô tả các thông số động cơ giống thực tế nhất.

Ph-ơng pháp lựa chọn G: vì động cơ là đối tượng ổn định, nghiệm cực của ph-ơng trình mô tả động cơ luôn nằm ở phía trái mặt phẳng phức nên để mô hình quan sát hoạt động ổn định ta phải lựa chọn G như sau: chọn G sao cho nghiệm cực của ph-ơng trình quan sát tỷ lệ với nghiệm cực của ph-ơng trình trạng thái mô tả động cơ theo một hệ số d-ơng. Nếu mô hình quan sát có nghiệm cực tỷ lệ như vậy với nghiệm cực của động cơ thì có nghĩa là mô hình quan sát có nghiệm cực cũng nằm ở phía bên trái trục ảo của mặt phẳng phức (phần thực của nghiệm có giá trị âm). Như vậy mô hình quan sát làm việc ổn định.

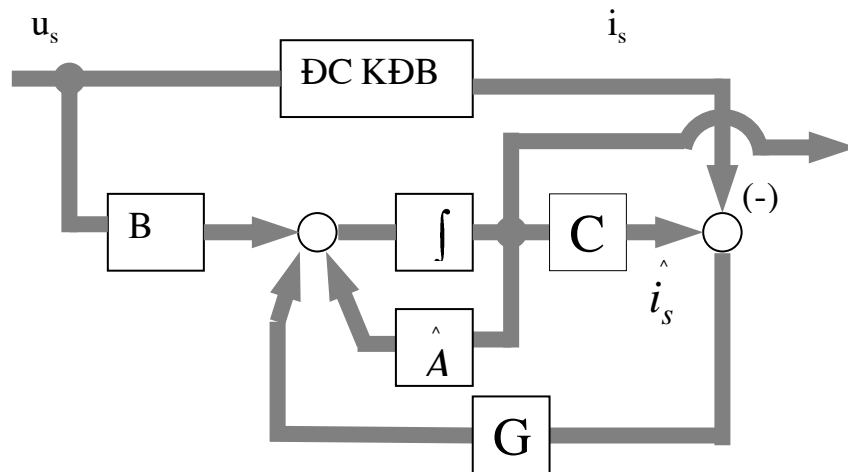
Các bước tính toán để xác định các phần tử của ma trận G:

- Tìm các nghiệm cực của ph-ơng trình trạng thái biểu diễn động cơ.
- Giải ph-ơng trình trạng thái của khâu quan sát để tìm nghiệm cực của mô hình, trong đó có chứa các phần tử của ma trận G như là các ẩn số.

-Cho nghiệm cực của mô hình quan sát tỷ lệ với nghiệm cực của động cơ theo một hệ số tỷ lệ k d- ơng bất kỳ. Từ đó tính ra từng phần tử ma trận G theo k .

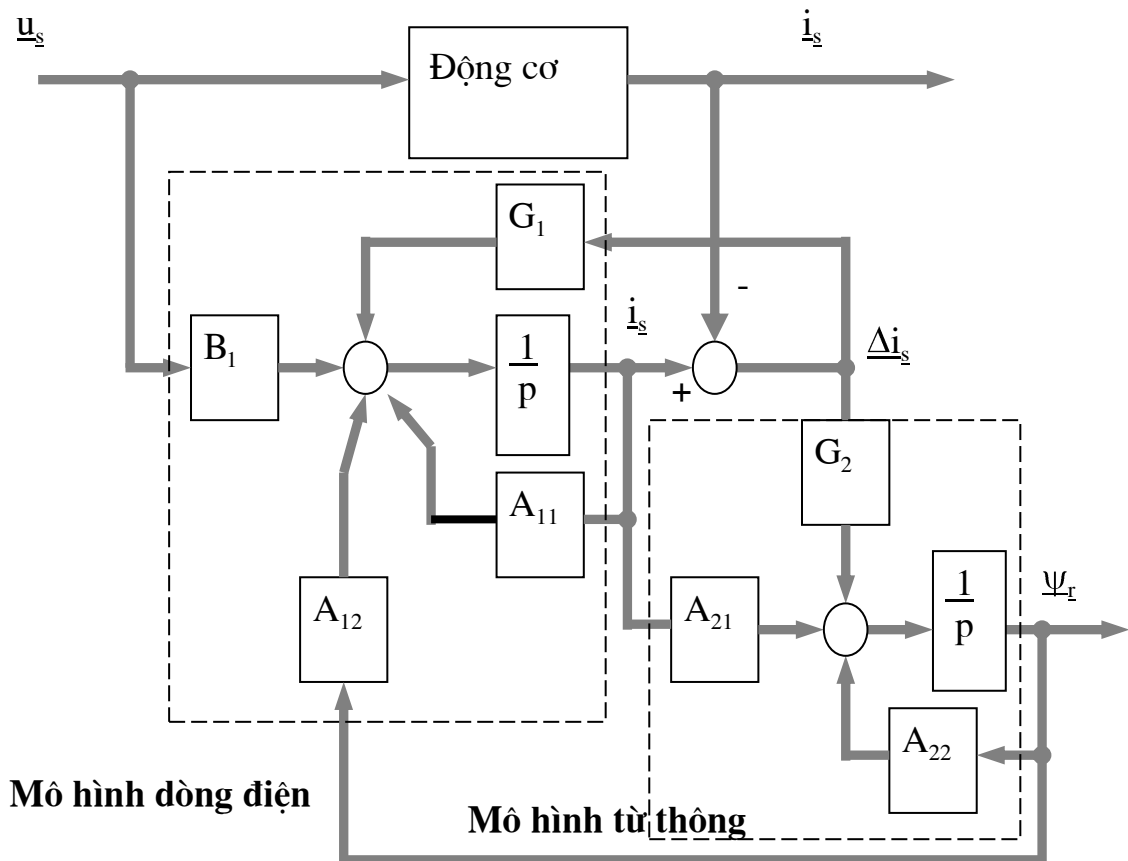
Sau khi đã tìm đ- ợc G ta sẽ tiến hành hiệu chỉnh hệ số k sao cho các đại l- ợng quan sát đ- ợc ở mô hình quan sát là $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ có giá trị gần đúng với các đại l- ợng của động cơ, sai lệch giữa chúng ở cả chế độ tĩnh và chế độ động là nhỏ nhất. Việc tìm hệ số tỷ lệ k sao cho phù hợp nhất sẽ đ- ợc thực hiện ở ch- ơng 4 khi sử dụng phần mềm mô phỏng Simulink MATLAB.

Mô hình quan sát đã nêu ở trên có cấu trúc nh- hình vẽ, trong đó G đóng vai trò ma trận hiệu chỉnh:



Hình 2-29: Mô hình tổng quát bộ quan sát từ thông rôto.

Nếu tách riêng mô hình quan sát thành hai khâu: khâu quan sát dòng điện và khâu quan sát từ thông thì bộ quan sát sẽ có cấu trúc nh- hình 2-30:



Hình 2-30: Mô hình dòng điện stato và từ thông rôto trong bộ quan sát.

Theo (3-20), G là một ma trận độ rộng 4×2 trong đó ta giả thiết các phần tử của nó nh- sau:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_5 \\ g_2 & g_6 \\ g_3 & g_7 \\ g_4 & g_8 \end{bmatrix}$$

Tới đây ta phải giải tìm G : theo phân tích đã nói ở trên ta lần l-ợt giải tìm nghiệm cực của động cơ và mô hình.

Ph-ong trình trạng thái mô tả động cơ nh- sau:

$$pX = AX + Bu$$

$$(pI - A)X = Bu$$

$$\text{Từ đó rút ra ph-ong trình đặc tính: } pI - A = 0 \quad (2-31)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} &= 0 \\ \begin{vmatrix} p - a_{11} & -a_{12} \\ -a_{21} & p - a_{22} \end{vmatrix} &= 0 \\ (p - a_{11})(p - a_{22}) - a_{12}a_{21} &= 0 \\ p^2 - (a_{11} + a_{22})p + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} &= 0 \end{aligned}$$

Ph- ơng trình đặc tính này có 2 ma trận nghiệm p_1 và p_2 thoả mãn điều kiện sau:

$$p_1 + p_2 = a_{11} + a_{22} \quad \text{và} \quad p_1 \cdot p_2 = a_{11} \cdot a_{22} + a_{12} \cdot a_{21} \quad (2-32)$$

Tìm nghiệm cực của mô hình quan sát :

Lấy (2-2) -(2-30) đ- ợc:

$$\begin{aligned} p \cdot (\bar{X} - \hat{X}) &= A \cdot (\bar{X} - \hat{X}) - G \cdot (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \\ \Rightarrow p \cdot \bar{E} &= A \cdot \bar{E} - G \cdot (\hat{i}_s - \bar{i}_s) \\ \Rightarrow p \cdot \bar{E} &= A \cdot \bar{E} + G \cdot (\bar{i}_s - \hat{i}_s) \\ \Rightarrow p \cdot \bar{E} &= A \cdot \bar{E} + G \cdot C \cdot (\bar{X} - \hat{X}) \\ \Rightarrow p \cdot \bar{E} &= A \cdot \bar{E} + G \cdot C \cdot \bar{E} \\ \Rightarrow [pI - (A + GC)] \bar{E} &= 0 \end{aligned}$$

Ph- ơng trình đặc tính của nó có dạng: $pI - (A + GC) = 0$ trong đó:

$$A + GC = \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{r11} + g_1 & g_5 & a_{r12} & -a_{112} \\ g_2 & a_{r11} + g_6 & a_{112} & a_{r12} \\ a_{r21} + g_3 & g_7 & a_{r22} & -a_{122} \\ g_4 & a_{r21} + g_8 & a_{122} & a_{r22} \end{bmatrix}$$

Khi đem giải nh- giải ph- ơng trình (2-31) đ- ợc

$$p^2 - [a'_{11} + a'_{22}] \cdot p + a'_{11} \cdot a'_{22} - a'_{12} \cdot a'_{21} = 0$$

Giả sử ph- ơng trình này cũng có 2 nghiệm cực p_1' , p_2' tỷ lệ dương với nghiệm cực của ph- ơng trình trạng thái mô tả động cơ p_1 , p_2 nh- sau:

$$p_1' = k \cdot p_1 \quad \text{và} \quad p_2' = k \cdot p_2 \quad (k > 0)$$

Tổng và tích hai nghiệm p_1' , p_2' được rút ra từ phương trình trên:

$$p_1' + p_2' = a'_{11} + a'_{22} \quad \text{và} \quad p_1' \cdot p_2' = a'_{11} \cdot a'_{22} - a'_{12} \cdot a'_{21} \quad (2-33)$$

Có thể suy ra đ-ợc $p_1' + p_2' = k(p_1 + p_2)$ và $p_1' \cdot p_2' = k^2(p_1 \cdot p_2)$

$$\text{Từ (2-32) và (2-33) suy ra:} \quad \begin{cases} a'_{11} + a'_{22} = k \cdot (a_{11} + a_{22}) \\ a'_{11} \cdot a'_{22} = k^2 \cdot (a_{11} \cdot a_{22}) \end{cases} \quad (2-34)$$

Ph-ơng trình thứ nhất của (2-34) t-ơng đ-ơng:

$$\begin{pmatrix} a_{r11} + g_1 + a_{r22} & -a_{122} + g_5 \\ a_{122} + g_2 & a_{r11} + g_6 + a_{r22} \end{pmatrix} = k \cdot \begin{pmatrix} a_{r11} + a_{r22} & -a_{122} \\ a_{122} & a_{r11} + a_{r22} \end{pmatrix}$$

Đồng nhất từng phần tử của hai ma trận ở hai vế ta đ-ợc:

$$a_{r11} + g_1 + a_{r22} = k(a_{r11} + a_{r22})$$

$$-a_{122} + g_5 = k(-a_{122})$$

$$a_{122} + g_2 = k(a_{122})$$

$$a_{r11} + g_6 + a_{r22} = k(a_{r11} + a_{r22})$$

Từ 4 ph-ơng trình đó rút ra kết quả:

$$g_1 = g_6 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (2-35)$$

$$g_2 = -g_5 = (k-1)(-a_{122})$$

Ph-ơng trình 2 của (2-34) t-ơng đ-ơng:

$$\begin{pmatrix} (a_{r11} + g_1)a_{r22} + g_5 a_{122} - a_{r12}(a_{r21} + g_3) + a_{112} g_4 & -(a_{r11} + g_1)a_{122} + a_{r22} g_5 - a_{r12} g_7 + a_{112}(a_{r21} + g_8) \\ a_{r22} g_2 + (a_{r11} + g_6)a_{122} - a_{112}(a_{r21} + g_3) - a_{r12} g_4 & -a_{122} g_2 + (a_{r11} + g_6)a_{r22} - a_{112} g_7 - a_{r12}(a_{r21} + g_8) \end{pmatrix} \\ = k^2 \begin{pmatrix} a_{r11} a_{r22} - a_{r12} a_{r21} & -a_{r11} a_{122} + a_{112} a_{r21} \\ a_{r11} a_{122} - a_{112} a_{r21} & a_{r11} a_{r22} - a_{r12} a_{r21} \end{pmatrix}$$

Đến đây lại sử dụng ph-ơng pháp đồng nhất ma trận nh- đã làm ở trên

ta đ-ợc:

$$\left\{ \begin{array}{l} g_1 = g_6 \\ g_2 = -g_5 \\ g_3 = g_8 \\ g_4 = -g_7 \\ (a_{r11} + g_1)a_{r22} + g_5 a_{122} - a_{r12}(a_{r21} + g_3) + a_{112} g_4 = k^2(a_{r11} a_{r22} - a_{r12} a_{r21}) \\ a_{r22} g_2 + (a_{r11} + g_6)a_{122} - a_{112}(a_{r21} + g_3) - a_{r12} g_4 = k^2(a_{r11} a_{122} - a_{112} a_{r21}) \end{array} \right. \quad (2-36)$$

Kết hợp (2-35) trong khi giải hệ gồm ph-ơng trình 3 và 4 của (2-36):

$$\begin{cases} [a_{r11} + (k-1)(a_{r11} + a_{r22})]a_{r22} - (k-1)a_{122}^2 - a_{r12}(a_{r21} + g_3) + a_{112}g_4 = k^2(a_{r11}a_{r22} - a_{r12}a_{r21}) \\ (k-1)a_{122}a_{r22} + [a_{r11} + (k-1)(a_{r11} + a_{r22})]a_{122} - a_{112}(a_{r21} + g_3) - a_{r12}g_4 = k^2(a_{r11}a_{122} - a_{112}a_{r21}) \end{cases}$$

Hệ trên t-ong đ-ong:

$$\begin{cases} ka_{r11}a_{r22} + (k-1)a_{r22}^2 - (k-1)a_{122}^2 - a_{r12}a_{r21} - a_{r12}g_3 + a_{112}g_4 = k^2(a_{r11}a_{r22} - a_{r12}a_{r21}) \\ (k-1)a_{122}a_{r22} + ka_{r11}a_{122} + (k-1)a_{r22}a_{122} - a_{112}a_{r21} - a_{112}g_3 - a_{r12}g_4 = k^2(a_{r11}a_{122} - a_{112}a_{r21}) \end{cases}$$

Rút gọn:

$$\begin{cases} -a_{r12}g_3 + a_{112}g_4 = (k^2 - k)a_{r11}a_{r22} - (k^2 - 1)a_{r12}a_{r21} - (k-1)(a_{r22}^2 - a_{122}^2) \\ -a_{112}g_3 - a_{r12}g_4 = (k^2 - k)a_{r11}a_{122} - (k^2 - 1)a_{112}a_{r21} - 2(k-1)a_{r22}a_{122} \end{cases} \quad (2-37)$$

Từ (2-37) lấy (pt 1)* a_{r12} +(pt 2)* a_{112} đ-ợc ph-ong trình :

$$-(a_{r12}^2 + a_{112}^2)g_3 = (k^2 - k)a_{r11}(a_{r22}a_{r12} + a_{112}a_{122}) - (k-1)(a_{r22}^2a_{r12} - a_{122}^2a_{r12} + 2a_{r22}a_{122}a_{112}) - (k^2 - 1)a_{r21}(a_{r12}^2 + a_{112}^2)$$

Xét các định nghĩa:

$$A_{12} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r J \right) = a_{r12}I + a_{112}J$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J = a_{r22}I + a_{122}J$$

Nhận thấy nếu đặt $c = \sigma L_m / (1-\sigma)$ thì $a_{r22} = -c.a_{r12}$, $a_{122} = -c.a_{112}$

Thay vào ph-ong trình trên đ-ợc:

$$\begin{aligned} -(a_{r12}^2 + a_{112}^2)g_3 &= (k^2 - k)a_{r11}((-ca_{r12})a_{r12} + a_{112}(-ca_{112})) - (k-1)a_{r12}(a_{r22}^2 - a_{122}^2 - 2ca_{122}a_{112}) \\ &\quad - (k^2 - 1)a_{r21}(a_{r12}^2 + a_{112}^2) \\ \Leftrightarrow -(a_{r12}^2 + a_{112}^2)g_3 &= -c(k^2 - k)a_{r11}(a_{r12}^2 + a_{112}^2) - (k-1)a_{r12}(a_{r22}^2 - a_{122}^2 + 2a_{122}^2) \\ &\quad - (k^2 - 1)a_{r21}(a_{r12}^2 + a_{112}^2) \\ \Leftrightarrow -g_3 &= -(k^2 - k)ca_{r11} - (k-1)c^2a_{r12} - (k^2 - 1)a_{r21} \\ \Leftrightarrow g_3 &= (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22}) \end{aligned}$$

Thay trở lại g_3 vào ph-ong trình thứ 2 của (2-37) đ-ợc:

$$\begin{aligned} -a_{112}[-(k^2 - k)ca_{r11} + (k-1)c^2a_{r12} + (k^2 - 1)a_{r21}] - a_{r12}g_4 &= (k^2 - k)a_{r11}a_{122} - (k^2 - 1)a_{112}a_{r21} \\ \Leftrightarrow g_4 &= -(k-1)ca_{122} \end{aligned}$$

Vậy ta đã tìm đ-ợc ma trận G

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

Trong đó:

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_2 = (k-1) \cdot a_{122}$$

$$g_3 = (k^2-1)(c \cdot a_{r11} + a_{r21}) - (k-1)c(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -c(k-1)a$$

CHƯƠNG 3

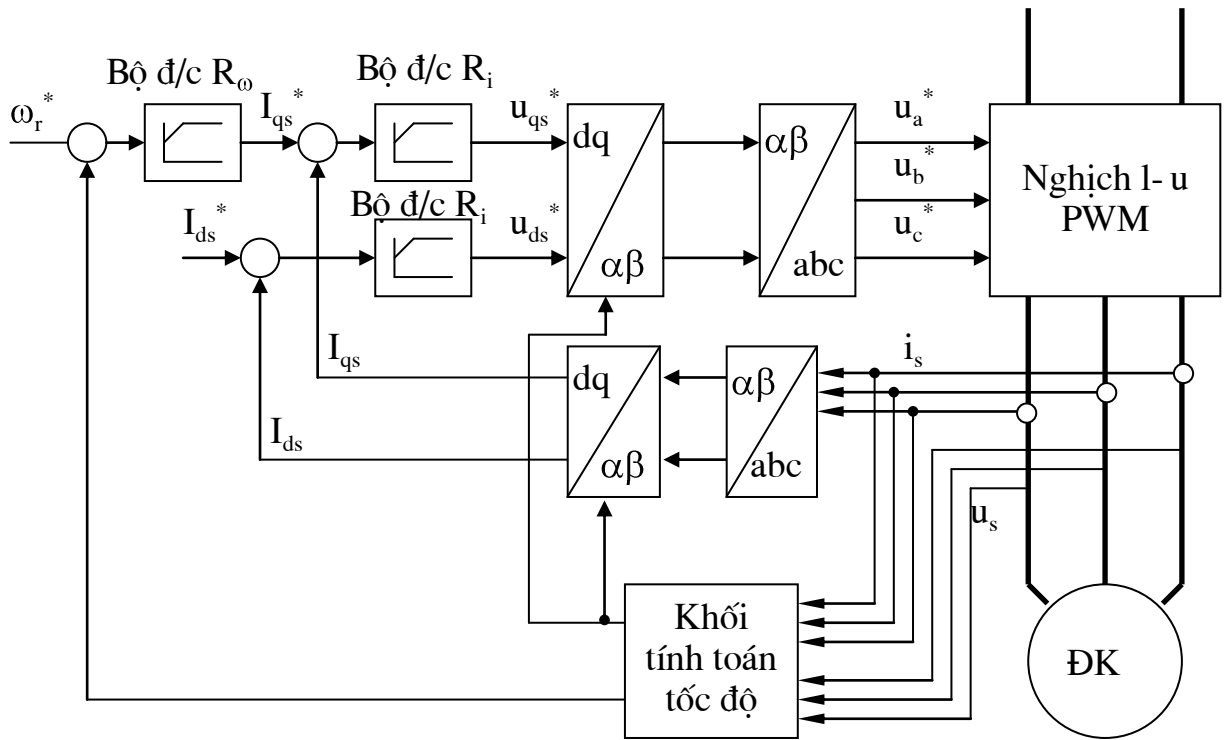
XÂY DỰNG CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ KHÔNG DÙNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ

Sensor tốc độ không được sử dụng trong hệ thống điều khiển đơn giản, điều khiển trong các môi trường không thích hợp hoặc khi động cơ hoạt động ở tốc độ cao. Khi đó bộ quan sát từ thông với thuật toán thích nghi thông số sẽ lấy tốc độ tính toán được làm thông số. Trong trường hợp này, công thức tính toán đánh giá tốc độ được tìm bằng cách sử dụng thuyết Lyapunov trong việc chứng minh sự ổn định của mô hình quan sát.

3.1. SƠ ĐỒ HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTO KHÔNG DÙNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ

Trong sơ đồ trước ta xác định tốc độ động cơ bằng máy phát tốc độ. Nhưng việc đo trực tiếp có thể gây khó khăn cho việc lắp ráp và công kênh, bất tiện cho người vận hành. Từ đó nảy sinh ý tưởng đặt khối tính tốc độ ngay trong biến tần để hệ thống gọn nhẹ, người sử dụng chỉ cần nối nguồn cấp vào động cơ, đặt tham số là có thể vận hành.

Máy phát tốc độ thay thế bằng khối tính toán tốc độ. Khối này sẽ tính tốc độ rôto, từ thông rôto từ dữ liệu đầu vào là dòng điện và điện áp pha stato.



Hình 3-1: Hệ thống điều khiển không sử dụng cảm biến tốc độ.

Giả sử các thông số \$R_s\$ và \$R_r\$ của động cơ không thay đổi trong quá trình làm việc, còn tính tốc độ vẫn còn sai lệch, mô hình quan sát sẽ đ- ợc biểu diễn nh- sau:

$$\frac{d}{dt} \hat{X} = \hat{A} \hat{X} + B u_s + G (\hat{i}_s - i_s)$$

trong khi mô hình động cơ là:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu_s \\ i_s &= CX \end{aligned}$$

Sai lệch trong tính toán dòng stato và từ thông rôto đ- ợc mô tả bằng ph- ơng trình sau:

$$\frac{d}{dt} E = (A + GC)E - \Delta A \hat{X}$$

$$E = X - \hat{X}$$

Trong đó:

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\omega J / c \\ 0 & \Delta\omega J \end{bmatrix}$$

$$c = \sigma L_m / (1 - \sigma), \quad \Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$$

Chọn hàm Lyapunov nh- sau:

$$V = E^T E + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{\lambda}$$

Trong đó λ là một hằng số d- ơng bất kỳ.

Đạo hàm theo thời gian của V sẽ là:

$$\frac{d}{dt}V = \left(\dot{E}^T E + E^T \dot{E} \right) + \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\hat{\omega}}{\lambda} - \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\omega}{\lambda}$$

$$W = \left[\mathbf{A} + GC \vec{E} - \Delta A \hat{X} \right]^T E + E^T \left[\mathbf{A} + GC \vec{E} - \Delta A \hat{X} \right] + \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\hat{\omega}}{\lambda}$$

$$W = \left[E^T \mathbf{A} + GC^T - \left(\Delta A \hat{X} \right)^T \right] E + E^T \left[\mathbf{A} + GC \vec{E} - \Delta A \hat{X} \right] + \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\hat{\omega}}{\lambda}$$

$$W = E^T \mathbf{A} + GC^T E - \left(\Delta A \hat{X} \right)^T E + E^T \mathbf{A} + GC \vec{E} - E^T \left(\Delta A \hat{X} \right) + \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\hat{\omega}}{\lambda}$$

$$W = E^T \left[\mathbf{A} + GC^T + \mathbf{A} + GC \vec{E} \right] - \left(\Delta A \hat{X} \right)^T E - E^T \left(\Delta A \hat{X} \right) + \frac{2\Delta\omega \frac{d}{dt}\hat{\omega}}{\lambda}$$

Tính riêng thành phần $-\left(\Delta A \hat{X} \right)^T E - E^T \left(\Delta A \hat{X} \right)$:

$$\forall \Delta A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\omega J / c \\ 0 & \Delta\omega J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\Delta\omega / c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega / c \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta\omega \end{bmatrix} \text{ và } \hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e_{ids\alpha} \\ e_{iqs\beta} \\ e_{\Psi r\alpha} \\ e_{\Psi r\beta} \end{bmatrix}$$

Trong đó: $e_{ir\alpha} = i_{r\alpha} - \hat{i}_{r\alpha}$, $e_{ir\beta} = i_{r\beta} - \hat{i}_{r\beta}$, $e_{\Psi r\alpha} = \Psi_{r\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha}$, $e_{\Psi r\beta} = \Psi_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta}$

$$\text{nên } -\left(\Delta A \hat{X} \right)^T E - E^T \left(\Delta A \hat{X} \right) = -\frac{\Delta\omega}{c} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ -\hat{\Psi}_{r\beta} \\ -\hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} e_{ids} \\ e_{iqs} \\ e_{\Psi dr} \\ e_{\Psi qr} \end{bmatrix} - \frac{\Delta\omega}{c} \begin{bmatrix} e_{ids} \\ e_{iqs} \\ e_{\Psi dr} \\ e_{\Psi qr} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ -\hat{\Psi}_{r\beta} \\ -\hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
&= -\frac{2\Delta\omega}{c} \left(\hat{\Psi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} e_{is\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} e_{\Psi r\alpha} + \hat{\Psi}_{r\beta} e_{\Psi r\beta} \right) \\
&= -\frac{2\Delta\omega}{c} \left[\hat{\Psi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} e_{is\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \left(\Psi_{r\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} \right) + \hat{\Psi}_{r\alpha} \left(\Psi_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \right) \right] \\
&= -\frac{2\Delta\omega}{c} \left(\hat{\Psi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} e_{is\beta} \right)
\end{aligned}$$

$$\text{Vậy } W = E^T \left[(A+GC)^T + (A+GC) \right] E - \frac{2\Delta\omega(e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha})}{c} + \frac{2\Delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt} \hat{\omega}$$

$$(\text{trong đó } e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}, e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})$$

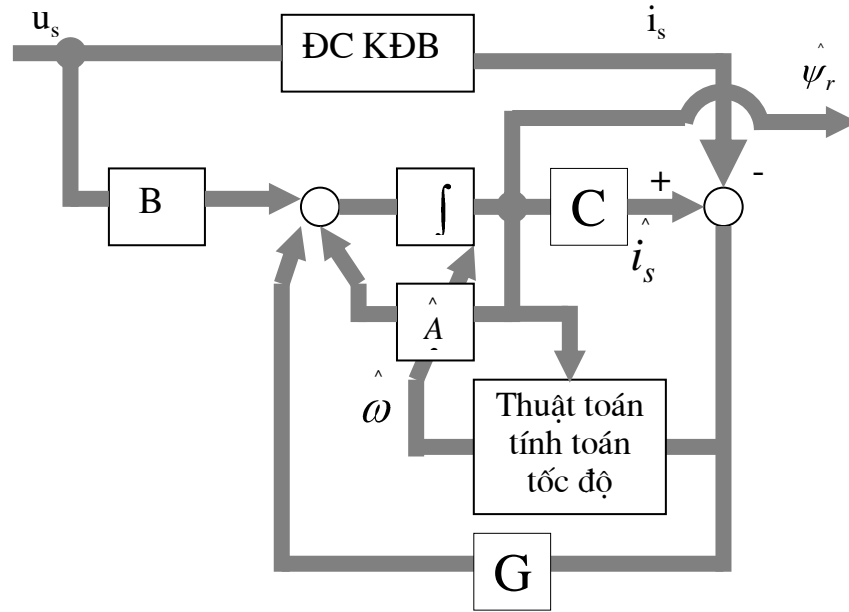
Ma trận khuếch đại G đã đ-ợc tính sao cho (A+GC) âm, vậy số hạng thứ nhất của đạo hàm sẽ là âm. Nếu cho tổng các số hạng còn lại bằng không thì đạo hàm của V sẽ xác định âm, mô hình quan sát từ thông có thích nghi tốc độ sẽ ổn định.

$$\text{Cân bằng hai số hạng còn lại ta đ-ợc: } \hat{\omega} = \frac{\lambda(e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha})}{c}$$

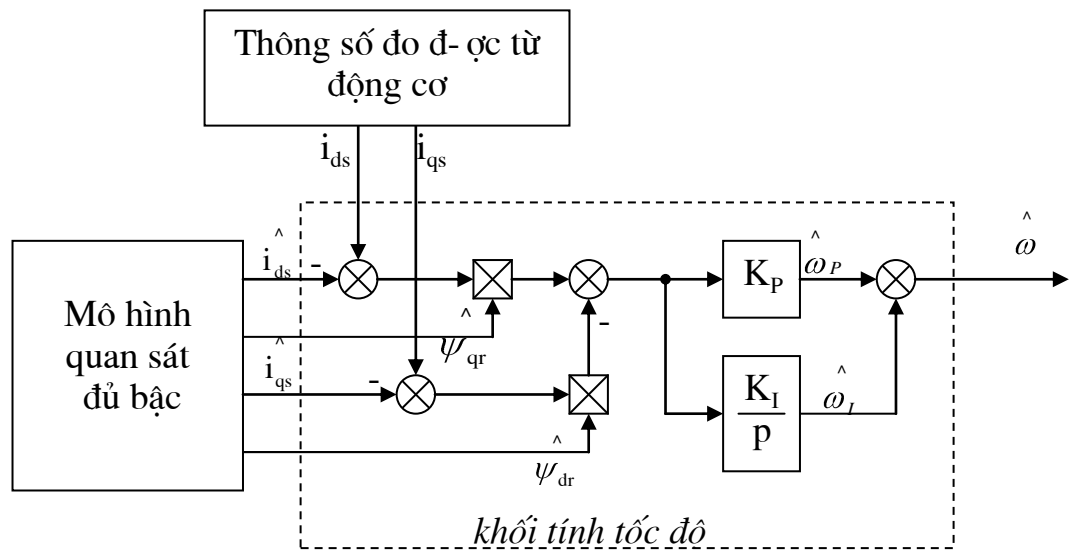
Tốc độ động cơ có thể thay đổi rất nhanh. Vì vậy thực tế cần sử dụng sơ đồ tính tốc độ có thêm khâu tỷ lệ và tích phân để cải thiện việc bám theo tốc độ thực:

$$\begin{aligned}
\hat{\omega} &= K_p (e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) + K_I \int (e_{is\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) dt \\
&= \hat{\omega}_P + \hat{\omega}_I
\end{aligned} \tag{3-1}$$

trong đó K_p và K_I là các hệ số khuếch đại d-ợng bất kỳ.



Hình 3-2: Mô hình hệ thống không dùng cảm biến tốc độ ở dạng vectơ.



Hình 3-3: Cấu trúc khối tính tốc độ.

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \frac{\partial V}{\partial x_1} \cdot \frac{dx_1}{dt} + \frac{\partial V}{\partial x_2} \cdot \frac{dx_2}{dt} + \dots + \frac{\partial V}{\partial x_n} \cdot \frac{dx_n}{dt} \\ \Leftrightarrow \frac{dV}{dt} &= \frac{\partial V}{\partial x_1} \cdot F_1 + \frac{\partial V}{\partial x_2} \cdot F_2 + \dots + \frac{\partial V}{\partial x_n} \cdot F_n \\ \frac{dV}{dt} &= W(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{aligned}$$

Biểu thức W cũng là một hàm phụ thuộc (x_1, x_2, \dots, x_n) . Nếu $x_1=x_2=\dots=x_n=0$ thì $W=0=dV/dt$ hay nói cách khác $W(x_1, x_2, \dots, x_n)$ cũng là một hàm Lyapunov. Do vậy hàm $W(x_1, x_2, \dots, x_n)$ cũng cần phải đ-ợc xác định dấu của nó trong một miền lân cận bao quanh gốc O. Việc xét t-ơng quan dấu của hàm V với dấu của hàm W sẽ đ-a đến các định lý về tính ổn định của hệ ph-ơng trình vi phân phi tuyến.

Định lý Lyapunov về ổn định của hệ phi tuyến:

“ Ứng với hệ ph-ơng trình phi tuyến đã cho của một hệ điều khiển n biến x_1, x_2, \dots, x_n mà ta chọn đ-ợc một hàm Lyapunov $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$ để sao cho đạo hàm theo thời gian của nó $\frac{dV}{dt} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ cũng có dấu xác định (hoặc dấu bất biến) nh-ng dấu của W ng-ợc với dấu của V thì hệ thống phi tuyến là ổn định ”

Theo định lý trên ta chọn một hàm V nh- sau:

$$V = E^T E + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r K_I} (\hat{\omega}_I - \omega)^2$$

Đạo hàm V theo thời gian có sử dụng (32) đ-ợc:

$$\dot{V} = E^T (A^T + A) E - \frac{2K_p L_m (e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha})^2}{\sigma L_s L_r}$$

V xác định d-ơng và đạo hàm của V xác định âm, vì vậy mô hình bộ quan sát từ thông sử dụng thuật toán tính toán thích nghi tốc độ có sơ đồ nh- hình 3-2 sẽ ổn định.

Chương 4.

MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG

4.1. TÍNH TOÁN CÁC THÔNG SỐ ĐỘNG CƠ.

Chương này sẽ mô phỏng để kiểm nghiệm sự đúng đắn trong các tính toán ở chương trước với một động cơ có bảng thông số như sau:

Thông số		Giá trị
Công suất định mức	P_{dm}	2,2kW
Số đôi cực	$2.p_c$	4
Dòng từ hoá	i_{sd}	5A
Từ thông định mức	Ψ_{dm}	0,25Wb
Điện trở stato	R_s	1,26 Ω
Điện trở roto	R_r	0,2 Ω
Điện cảm từ hoá	L_m	50mH
Mômen quán tính	J	0,017 kgm ²
Điện cảm rò phía stato	$L_{s\sigma}$	4,7mH
Điện cảm rò phía roto	$L_{r\sigma}$	4,7mH

Tính toán các đại lượng cần thiết cho việc mô phỏng.

Điện cảm stato và rôto: $L_s=L_r= L_{s\sigma} + L_m =54,7mH = 0,0547(H)$

Hằng số thời gian rôto: $T_r=L_r/R_r=0,2735$

Hằng số thời gian stato: $T_s=L_s/R_s=0,0434$

Hệ số tản từ: $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} = 0,1645$

Các hệ số khác sử dụng trong việc lập mô hình động cơ:

$$\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} = 101,6074$$

$$\frac{1}{\sigma L_s} = 111,1585 \quad \frac{1}{T_\sigma} = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} = 140,1007 + 18,5754 = 158,6761$$

$$\Rightarrow T_\sigma = 0,0063$$

$$\frac{T_r}{L_m} = 5,47 \quad \frac{1}{T_r} = 3,6563$$

$$\frac{3p_c L_m}{2L_r} = 2,7422 \quad \frac{p_c}{J} = 117,6471$$

Bộ nghịch l-u: tùy thuộc vào tỷ lệ điện áp điều khiển, điện áp ra và độ trễ khi thực hiện chuyển đổi lệnh điều khiển mà ta có các thông số K_{nl} , T_{nl} . Giả sử quán tính bộ nghịch l-u là 1ms tức 0,001 giây, khi điện áp vào là 10V thì điện áp ra là 220V tức là $T_{nl} = 0,001$ và $K_{nl} = 220/10 = 22$

$$A = \frac{L_m i_{sd0}}{\psi_{rd0} T_r} = 3,6563$$

$$B = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \psi_{rd0} + i_{sd0} = 30,4018$$

$$C = \frac{3\psi_{rd0} L_m p_c^2}{2L_r J} = 80,6563$$

$$D = \frac{1}{T_\sigma} + A = 162,3324$$

$$\text{Bộ điều chỉnh tốc độ: } R_\omega = \frac{1}{C} \cdot \frac{1+2T_{nl} \cdot p}{8T_c^2 p} \cdot \frac{1+4T_c p}{1+T_c p}$$

$$\text{Đơn giản hoá } R_\omega = \frac{1+2(T_{nl} + 2T_c)p}{C \cdot 8T_c^2 p}$$

$$\text{Nếu lấy } T_c = 0.1s \text{ thì } R_\omega = 0,0124 \cdot \frac{1+0,002p}{0,08p} \cdot \frac{1+0,4p}{1+0,1p} = 0,0124 \frac{1+0,402p}{0,08p}$$

$$\text{Rút gọn } R_\omega = 0,0124 \frac{1+0,402p}{0,08p} = \frac{1+0,402p}{6,4516p}$$

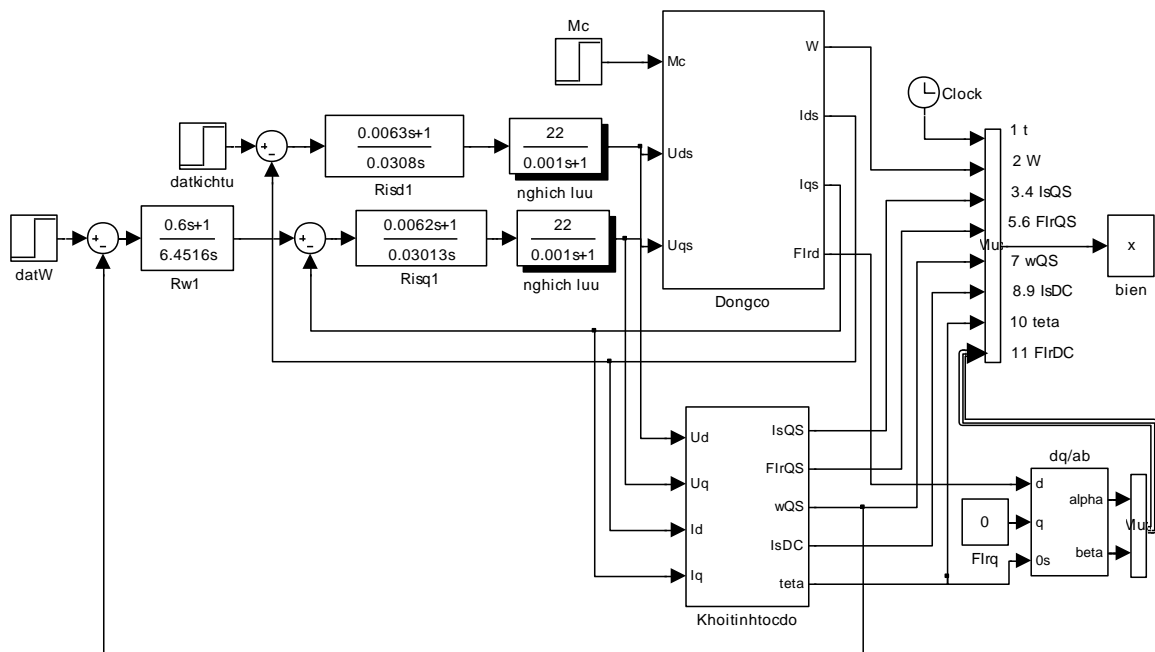
$$\text{Bộ điều chỉnh dòng } i_{sq}: Ri_{sq} = \frac{p+D}{\left(2 \frac{K_{nl}}{\sigma L_s} T_{nl}\right) p} = \frac{162,3324+p}{4,891p} = \frac{1+0,0062p}{0,03013p}$$

$$\text{Bộ điều chỉnh dòng } i_{sd}: Ri_{sd} = \frac{T_\sigma p + 1}{\left(2K_{nl} \frac{T_\sigma}{\sigma L_s} T_{nl}\right) p} = \frac{1+0,0063p}{0,0308p}$$

4.2. CÁC BỘ ỚC TIẾN HÀNH MÔ PHỎNG

Vì quá trình tìm hàm truyền của các bộ điều chỉnh $R_{i_{sd}}$, $R_{i_{sq}}$, R_{ω} đều dựa trên các giả thuyết, đơn giản hoá và làm tròn nên kết quả tính toán sẽ chỉ là giá trị gần đúng. Do vậy ta sẽ lần lượt kiểm nghiệm và hiệu chỉnh các bộ điều chỉnh dòng điện và tốc độ, sau đó mới mô phỏng hệ thống biến tần - động cơ không đồng bộ với các bộ quan sát, tính toán khác.

Mô hình toàn bộ hệ thống không dùng cảm biến tốc độ :



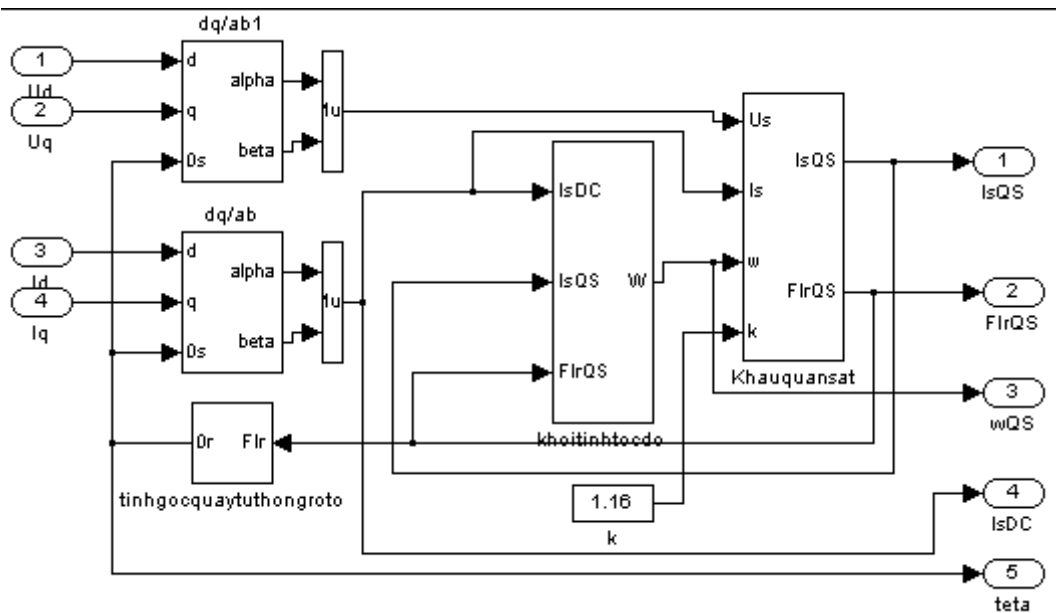
Hình 4-1: Mô hình hệ thống truyền động điện điều khiển động cơ không dùng cảm biến tốc độ.

Hệ thống điều khiển vectơ động cơ không đồng bộ gồm: động cơ thực đã được mô hình hoá, có đầu vào từ các bộ điều chỉnh tốc độ, điều chỉnh dòng điện qua nghịch l-u. Các tín hiệu đo được là dòng và áp được đưa vào khâu tính tốc độ.

Cấu trúc khối tính tốc độ: gồm một mô hình quan sát và một khâu tính tốc độ động cơ ω từ dòng động cơ, dòng tính toán và từ thông rôto. Ngoài ra còn có các bộ chuyển đổi tọa độ từ hệ tọa độ quay dq sang hệ tọa độ tĩnh và một khối tính góc quay từ từ thông từ ψ_r .

Khâu quan sát sẽ đưa kết quả tính được gồm i_s và ψ_r sang khối tính tốc độ và ψ_r còn dùng để tính góc quay từ thông rôto θ phục vụ cho các bộ chuyển đổi tọa độ dq/ $\alpha\beta$.

Trong các tính toán chương trình, khi tính tốc độ, từ thông đều có các hằng số động tùy chọn là k, K_p , K_i . Hằng số k cho ma trận điều chỉnh sai lệch G, còn K_p , K_i là các hệ số khuếch đại và hằng số tích phân cho công thức tính tốc độ.

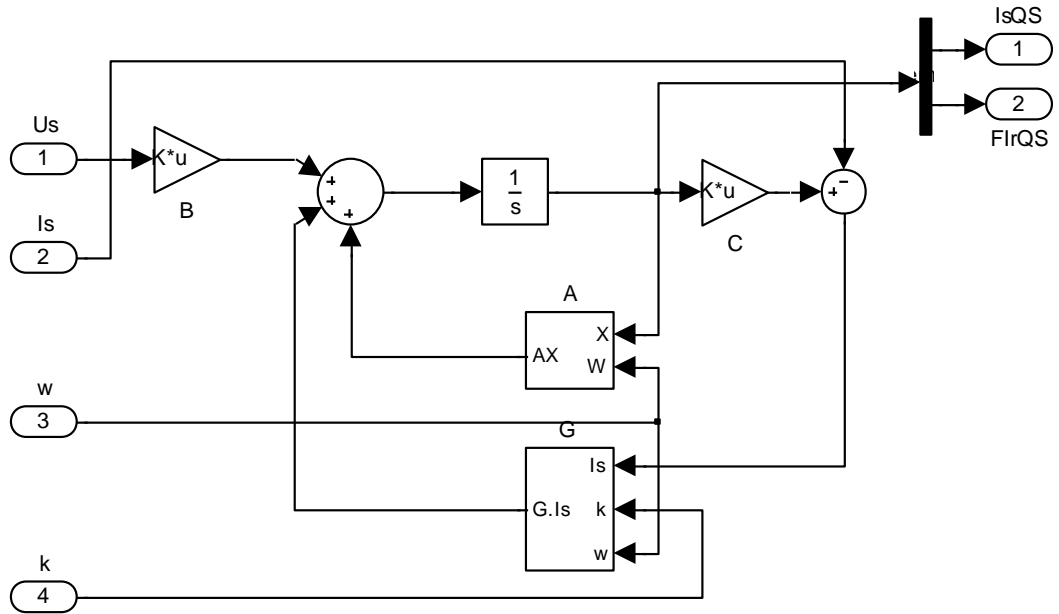


Hình 4-2: Sơ đồ tổng quát khối tính các thông số i_s, ψ_r và ω .

Khâu quan sát:

Có cấu trúc nh- sau:

$$\dot{\hat{X}} = A \hat{X} + B.u_s + G(\hat{i}_s - i_s)$$



Hình 4-3: Sơ đồ khối của khâu quan sát.

Trong đó các ma trận:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I = b_1 I = 1111,1585.I$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Ma trận A là một khâu tính toán

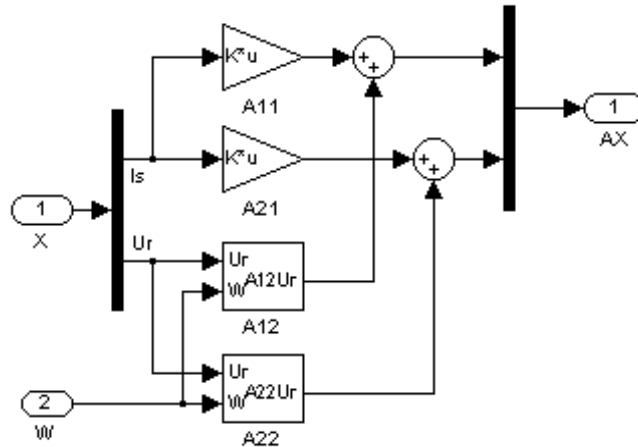
$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}i_s + A_{12}\psi_r \\ A_{21}i_s + A_{22}\psi_r \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) = a_{r11} I = -158,6761.I$$

$$A_{12} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r J \right) = a_{r12} I + a_{112} J = 371,5079.I - 101,6074\omega_r J$$

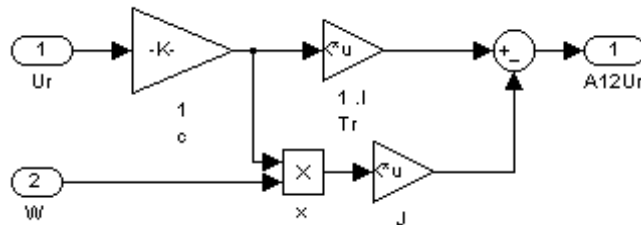
$$A_{21} = \frac{L_m}{T_r} I = a_{r21} I = 0,1828.I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J = a_{r22} I + a_{122} J = -3,6563.I + \omega_r J$$



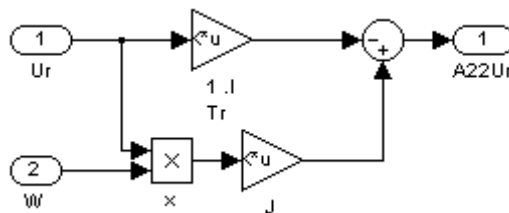
Hình 4- 4: Cách lập khối tính tích ma trận A.X

$$A_{12} \cdot \psi_r = (a_{r12} \mathbf{I} + a_{112} \cdot \mathbf{J}) \psi_r = (371,5079 \cdot \mathbf{I} - 101,6074 \omega \cdot \mathbf{J}) \cdot \psi_r$$



Hình 4-5: Khối tính tích $A_{12} \cdot \psi_r$

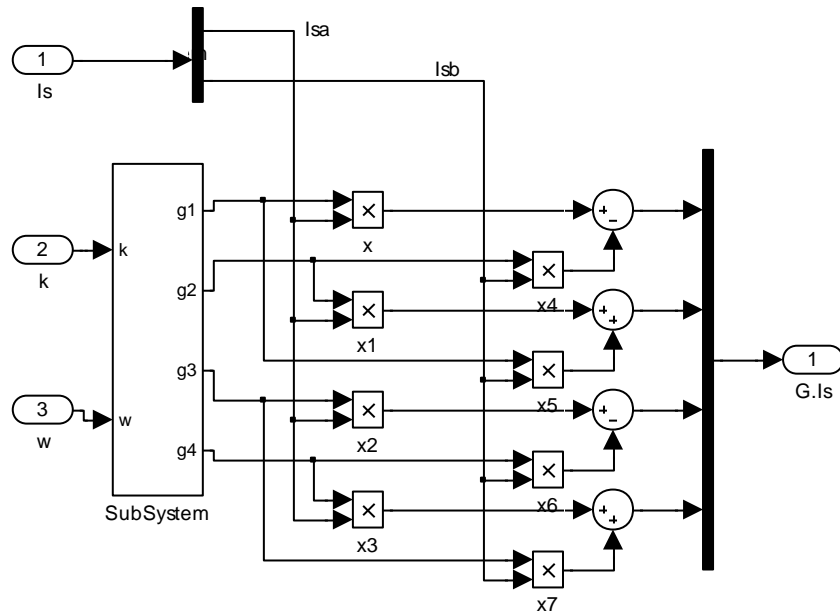
$$A_{22} \cdot \psi_r = (a_{r22} + a_{122}) \psi_r = (-3,6563 \cdot \mathbf{I} + \omega \cdot \mathbf{J}) \cdot \psi_r$$



Hình 4-6: Khối tính tích $A_{22} \cdot \psi_r$

Ma trận G đ- ợc thiết kế nh- sau:

$$\text{Tích ma trận G và } i_s: G \cdot i_s = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 i_{s\alpha} - g_2 i_{s\beta} \\ g_2 i_{s\alpha} + g_1 i_{s\beta} \\ g_3 i_{s\alpha} - g_4 i_{s\beta} \\ g_4 i_{s\alpha} + g_3 i_{s\beta} \end{bmatrix}$$



Hình 4-7: Khối tính tích $G.i_s$

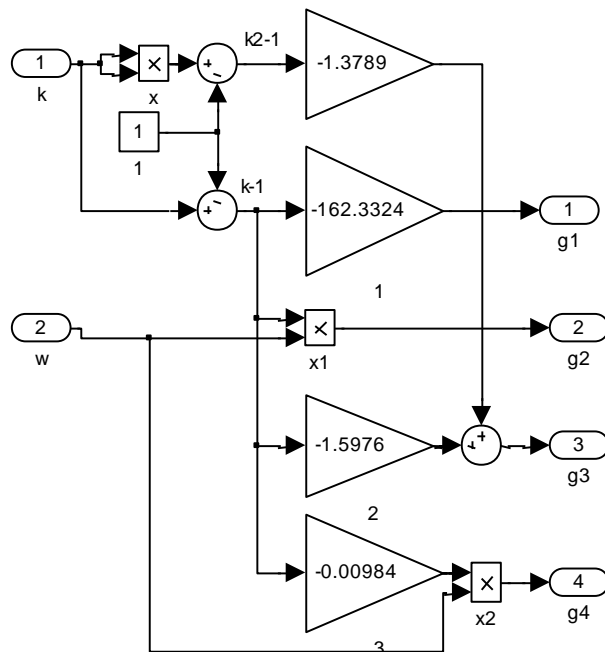
Trong đó khối tạo g_1, g_2, g_3, g_4 :

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22}) = -162,3324(k-1)$$

$$g_2 = (k-1).a_{122} = (k-1).\omega$$

$$g_3 = (k^2-1)(c.a_{r11} + a_{r21}) - (k-1)c(a_{r11} + a_{r22}) = -1,3789(k^2-1) - 1,5976(k-1)$$

$$g_4 = -c(k-1)a_{122} = -0,00984.(k-1).\omega$$

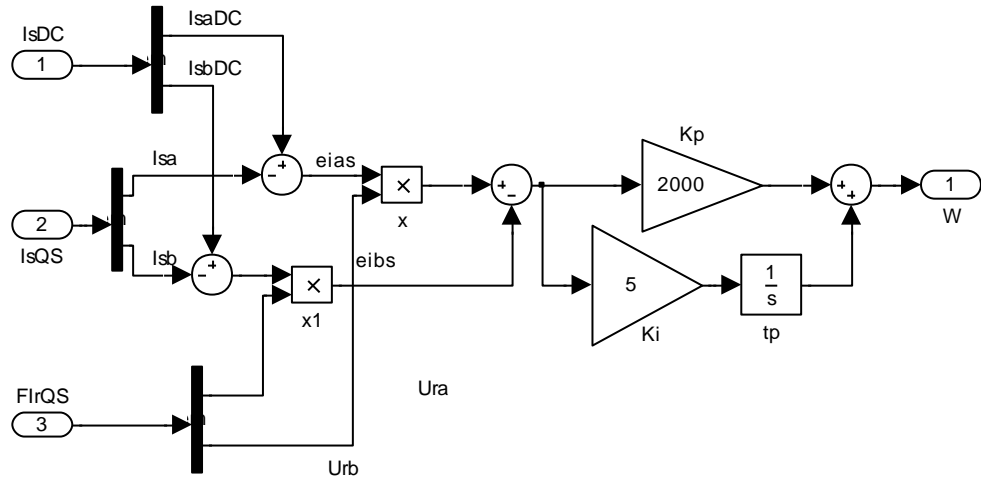


Hình 4- 8: Tính các phần tử của ma trận G

Khối tính tốc độ:

Dựa theo ph-ong trình:

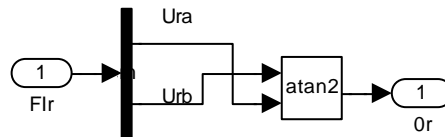
$$\hat{\omega} = K_p (e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) + K_I \int (e_{is\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt$$



Hình 4-9: Sơ đồ cấu trúc khối tính tốc độ.

Khâu tính góc quay từ thông rôto:

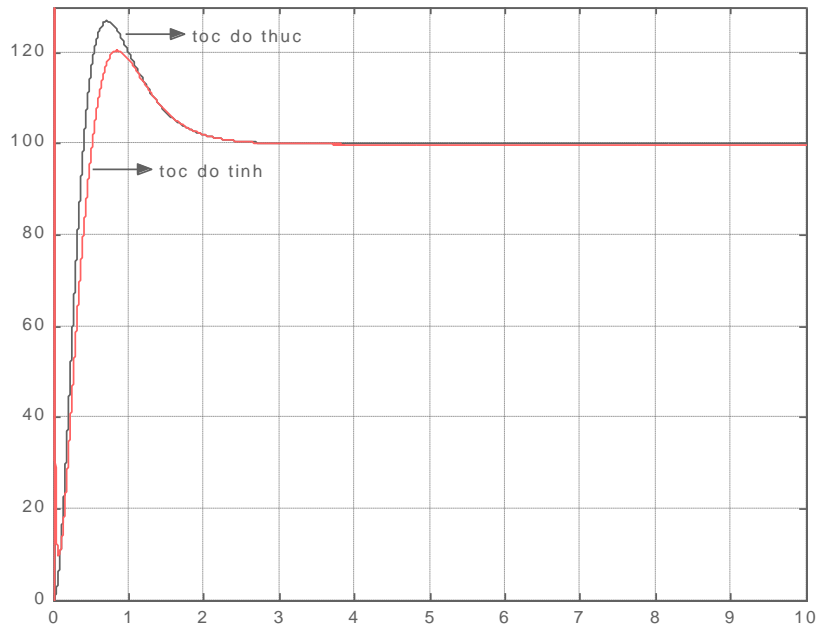
$$\theta = \arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right)$$



KẾT QUẢ:

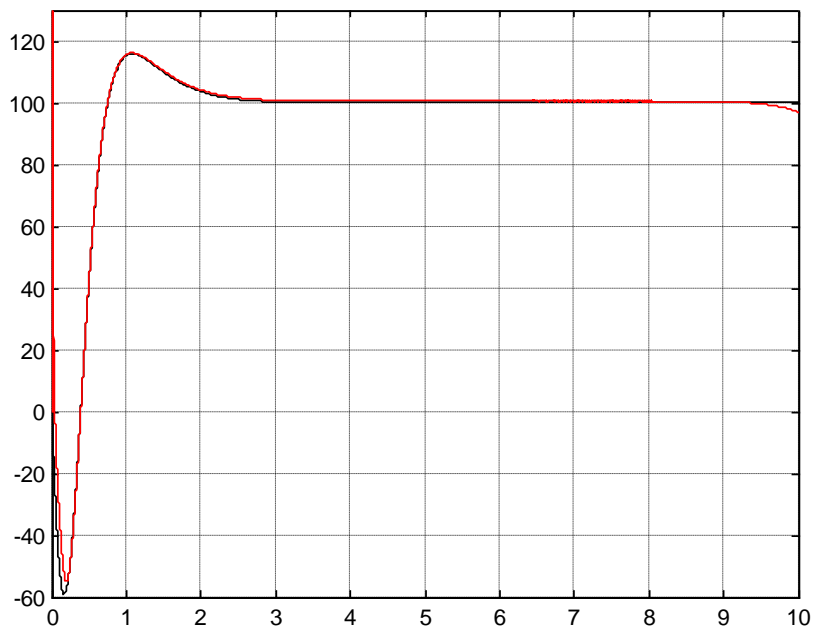
*) Sai lệch giữa tốc độ thực và tốc độ tính toán đ-ợc theo dõi bằng đồ thị sau:

- Khi không tải:



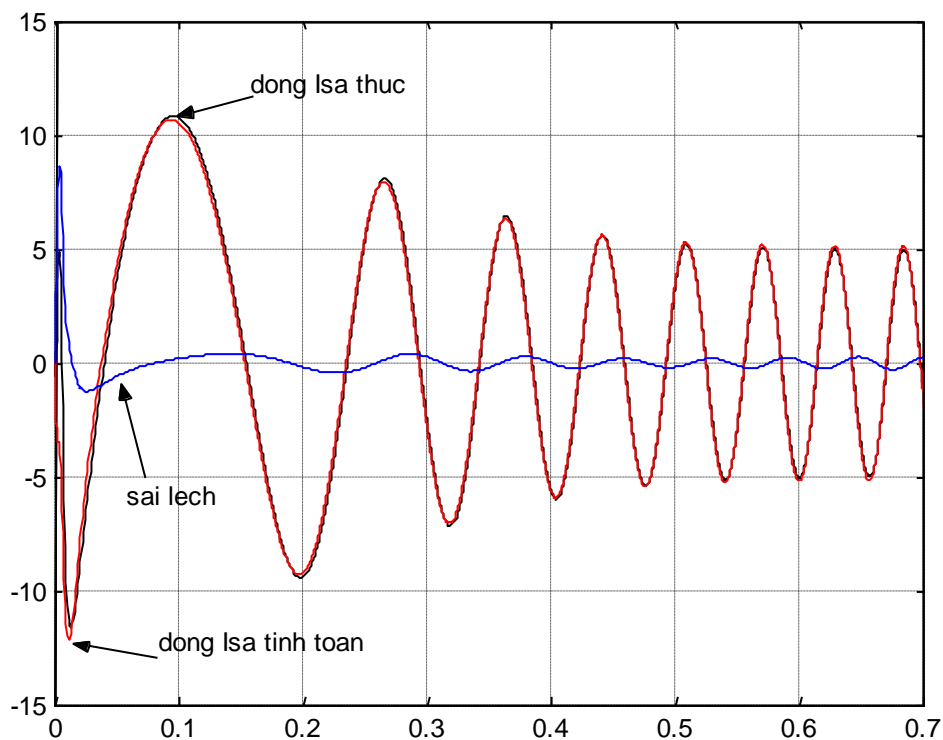
Hình 4-10: Đồ thị so sánh tốc độ thực tế và tính toán khi không tải.

- Khi có tải: đặt thử một tải $M_c = 5.7Nm$ vào hệ thống

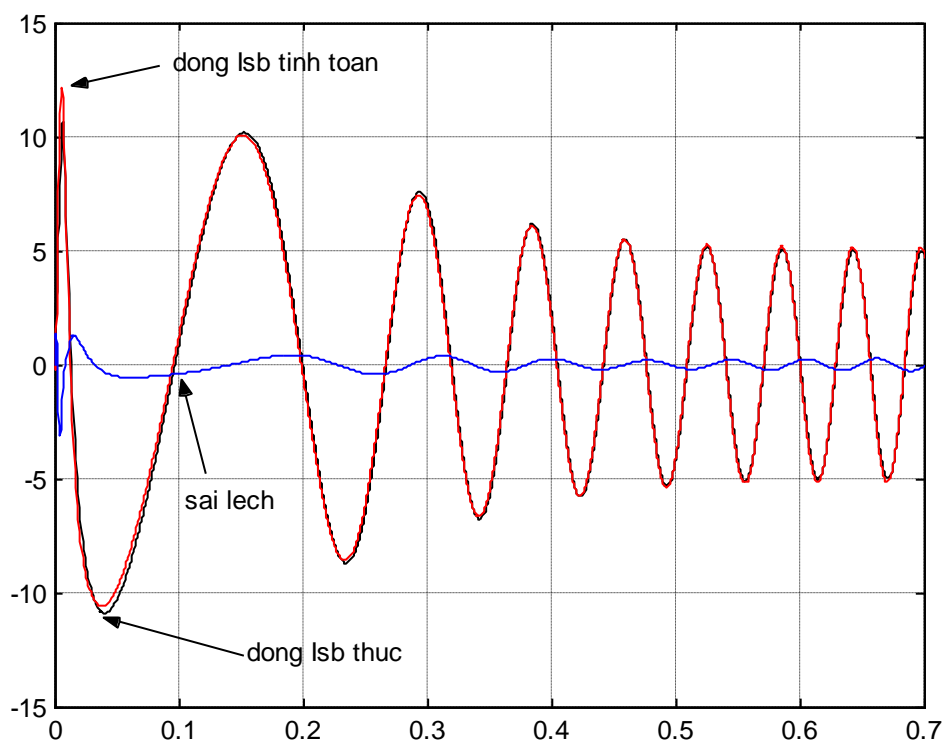


Hình 4-11: Đồ thị so sánh tốc độ thực tế và tính toán khi có tải.

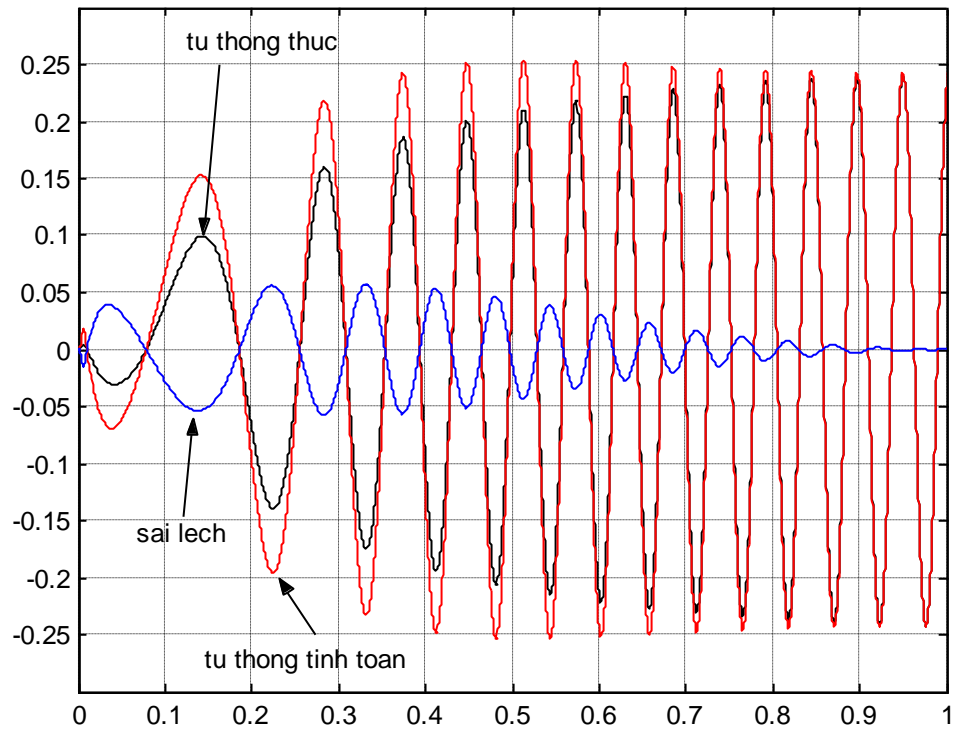
Nhận xét: Hai đ-ờng tốc độ tính toán và thực tế gần trùng nhau chứng tỏ bộ quan sát làm việc khá tốt kể cả khi không tải lẫn có tải.



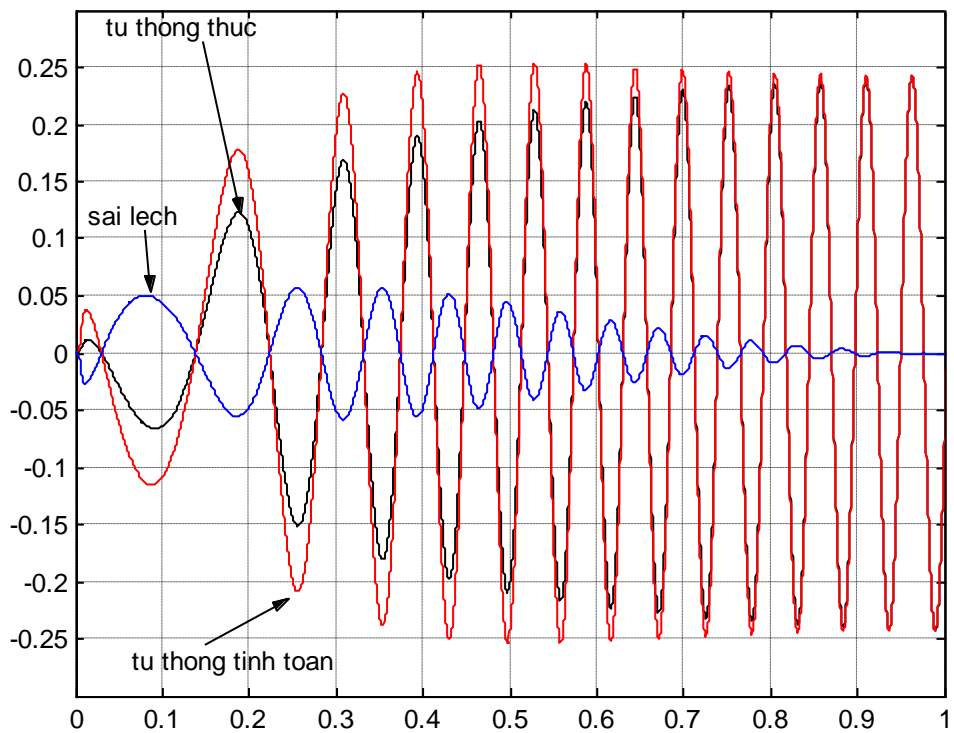
Hình4-12: Sai lệch dòng $i_{s\alpha}$



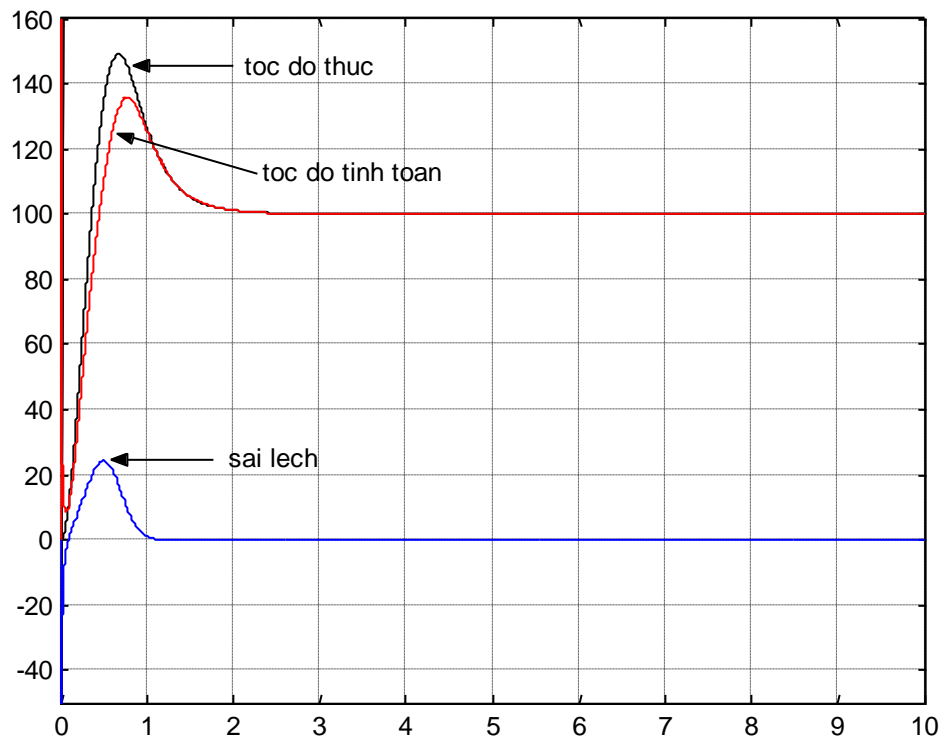
Hình 4-13: Sai lệch dòng $i_s\beta$



Hình 4-14: Sai lệch từ thông rôto $\psi_r\alpha$.



Hình 4-15: Sai lệch từ thông rôto $\psi_r\beta$.



Hình 4-16: Sai lệch tốc độ

KẾT LUẬN

Hệ thống điều khiển động cơ không đồng bộ không dùng cảm biến tốc độ có nhiều - u điểm so với hệ thống truyền động điện kinh điển sử dụng máy phát tốc độ cả về mặt kinh tế và kỹ thuật. Việc nghiên cứu phát triển hệ thống này có tính thời sự, khoa học, góp phần giải quyết những vấn đề kỹ thuật cho những hệ thống truyền động điện làm việc trong những điều kiện đặc biệt cũng nh- giảm giá thành của hệ thống truyền động điện động cơ xoay chiều.

Bản đồ án đã góp phần vào việc hoàn thiện, nâng cao chất l- ượng của hệ thống điều khiển động cơ không sử dụng cảm biến tốc độ, đã đề xuất một ph- ơng pháp tính tốc độ và từ thông rôto. Với sự phân tích lý thuyết và kết quả mô hình hoá đã có thể khẳng định thuật toán đ- ợc đề xuất không yêu cầu bất kỳ một điều kiện phụ nào và độc lập với hệ thống điều khiển động cơ không đồng bộ, chỉ cần biết các thông tin về điện áp và dòng điện stato động cơ, do vậy dễ dàng thực hiện trong thực tế.

Trên cơ sở nghiên cứu tính ổn định và hội tụ của mô hình tính từ thông rôto đã đề ra một ph- ơng pháp cho phép lựa chọn nhanh và chính xác ma trận phản hồi sai lệch của mô hình tính toán từ thông, đảm bảo tính ổn định, tốc độ hội tụ với mọi tốc độ ở hai chiều quay của động cơ. Kết quả lý thuyết cũng nh- thực nghiệm đã khẳng định độ chính xác tính toán tốc độ và từ thông rôto không phụ thuộc vào sơ kiện của mô hình tính toán cũng nh- của động cơ.

Thuật toán tính toán tốc độ và từ thông rôto đã đ- ợc kiểm nghiệm về lý thuyết bằng ứng dụng cho hệ thống điều khiển vectơ trực tiếp động cơ không đồng bộ. Thuật toán đã đề xuất cung cấp đầy đủ thông tin của vectơ từ thông cho phép đơn giản cấu trúc của hệ thống điều khiển.

Thuật toán tính toán tốc độ và từ thông rôto đã đ- ợc kiểm nghiệm trong mô hình thực nghiệm hệ thống truyền động điện biến tần - động cơ không đồng bộ trên máy tính. Toàn bộ hệ thống đã đ- ợc mô phỏng bằng ngôn ngữ - Matlab- Simulink và chạy trên máy tính.

Các kết quả mô hình hoá trên máy tính cho thấy đã có đủ cơ sở để khẳng định hệ thống truyền động điện không dùng cảm biến tốc độ với thuật toán tính toán tốc độ và từ thông rôto đã đề xuất trong luận án hoàn toàn có thể áp dụng đ-ợc trong thực tế do đặc tính đó có các đặc tính tĩnh và động tốt và có độ chính xác cao nh- các hệ thống kinh điển dùng máy phát tốc độ.

H-ớng nghiên cứu tiếp của đề tài là xây dựng thuật toán nhận dạng thích nghi tham số động cơ. Ta biết điện trở stato và rôto thay đổi phụ thuộc vào nhiệt độ động cơ, vì vậy rất khó sử dụng giá trị chính xác cho tính toán. Ta sẽ đề xuất một cải tiến của sơ đồ tính toán từ thông rôto để giải quyết vấn đề trên.

Em xin chân thành cảm ơn các thầy cô giáo trong bộ môn Điện - Điện Tử tr-ờng Đại Học Dân Lập Hải Phòng đã tạo mọi điều kiện thuận lợi và tận tình giúp đỡ để em hoàn thành đồ án tốt nghiệp này. Đặc biệt cảm ơn ThS. Phạm Tâm Thành giảng viên tr-ờng Đại Học Hàng Hải Việt Nam ng-ời h-ớng dẫn em đã tận tình giúp em hoàn thành đồ án tốt nghiệp này.

Em mong đ-ợc sự góp ý của thầy cô cùng các bạn để em có thể hoàn thiện hơn cuốn đồ án này

Một lần nữa em xin chân thành cảm ơn !

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Nguyễn Phùng Quang (1996), *Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha*, Nhà xuất bản Giáo Dục.
2. Bùi Quốc Khánh, Phạm Quốc Hải, Nguyễn Văn Liên, D-ơng Văn Nghi (1999), *Điều chỉnh tự động truyền động điện*, Nhà xuất bản Khoa Học và Kỹ Thuật.
3. Nguyễn Văn Liên, Nguyễn Mạnh Tiến, Đoàn Quang Vinh (2005), *Điều khiển động cơ xoay chiều cấp từ biến tần bán dẫn*, Nhà xuất bản Khoa Học và Kỹ Thuật.
4. Nguyễn Phùng Quang (2005), *Matlab & Simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động*, Nhà xuất bản Giáo Dục.