

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



ISO 9001 : 2008

ĐỀ TÀI

NGHIÊN CỨU KHOA HỌC

**NGHIÊN CỨU VÀ ĐỀ XUẤT CẤU TRÚC HỆ
THỐNG ĐIỀU KHIỂN MÁY PHÁT ĐIỆN NỐI
VỚI LƯỚI SỬ DỤNG DFIG TRÊN CƠ SỞ TÍN
HIỆU ĐỒNG DẠNG ROTOR**

Chủ nhiệm đề tài: GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn

HẢI PHÒNG, 15/09/2014

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



ISO 9001 : 2008

**NGHIÊN CỨU VÀ ĐỀ XUẤT CẤU TRÚC HỆ
THỐNG ĐIỀU KHIỂN MÁY PHÁT ĐIỆN NỐI
VỚI LƯỚI SỬ DỤNG DFIG TRÊN CƠ SỞ TÍN
HIỆU ĐỒNG DẠNG ROTOR**

CHUYÊN NGÀNH: ĐIỆN TỰ ĐỘNG CÔNG NGHIỆP

Chủ nhiệm đề tài: GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn

Các thành viên: TS. Nguyễn Trọng Thắng

HẢI PHÒNG, 15/09/2014

MỤC LỤC

MỤC LỤC	i
DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU.....	iv
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ VÀ ĐỒ THỊ.....	v
MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN HỆ THỐNG PHÁT ĐIỆN SỬ DỤNG MÁY ĐIỆN DỊ BỘ NGUỒN KÉP VÀ CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN.....	4
1.1 Tổng hợp các kết quả nghiên, ứng dụng DFIG trong hệ thống phát điện...4	
1.1.1 Cấu trúc điều khiển tĩnh Scherbius.....	4
1.1.2 Điều khiển vector không gian.....	5
1.1.3 Điều khiển trực tiếp momen (direct torque control-DTC)	7
1.1.4 Điều khiển trực tiếp công suất (direct power control-DPC)	7
1.1.5 Cấu trúc điều khiển DFIG không cảm biến.....	7
1.1.6 Cấu trúc điều khiển DFIG không chổi than (Brushless- Doubly – Fed Induction Generator- BDFIG)	8
1.2 Các vấn đề còn tồn tại và đề xuất giải pháp, mục tiêu của đề tài.....	9
1.3 Nội dung và phương pháp nghiên cứu của đề tài	9
CHƯƠNG 2: ĐỀ XUẤT CẤU TRÚC PHÁT ĐIỆN SỬ DỤNG DFIG BẰNG KỸ THUẬT ĐỒNG DẠNG TÍN HIỆU ROTOR	10
2.1 Các phương trình toán mô tả DFIG.....	10
2.1.1 Những giả thiết cơ bản	10
2.1.2 Các phương trình ở hệ trục pha.....	11
2.1.3 Phương trình biến đổi stator và rotor	12
2.1.4 Phương trình từ thông.....	14
2.1.5 Phương trình momen	16
2.1.6 Biểu diễn các phương trình của DFIG trên cơ sở vector không gian của đại lượng 3 pha.....	17

2.2 Các cấu trúc ghép nối DFIG ứng dụng trong hệ thống phát điện	20
2.2.1 Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG không chổi than.....	21
2.2.2 Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor.....	25
2.3 Mô hình toán hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor.....	27
2.3.1 Cấu trúc và nguyên lý hoạt động.....	27
2.3.2 Mô hình toán DFIG1 và DFIG2	28
2.3.3 Mô hình hệ thống khi DFIG2 chưa hòa với lưới điện.....	29
2.3.4 Mô hình hệ thống sau khi DFIG2 hòa với lưới điện	35
2.3.5 Các ưu điểm của cấu trúc phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor.....	38
Nhận xét và kết luận chương 2	39
CHƯƠNG 3: KHẢO SÁT BẰNG MÔ PHỎNG KIỂM CHỨNG TÍNH ĐÚNG ĐẴN CỦA HỆ THỐNG ĐỀ XUẤT	40
3.1 Mở đầu	40
3.2 Các khâu chức năng trong hệ thống	40
3.3 Xây dựng mô hình hệ thống	42
3.4 Cách chỉnh định và vận hành hệ thống.....	47
3.4.1 Chỉnh định hệ thống khi stator của DFIG2 chưa nối với lưới.....	47
3.4.2 Vận hành hệ thống sau khi stator của DFIG2 nối với lưới	47
3.5 Mô phỏng các đặc tính của các khâu trong hệ thống	47
3.5.1 Các kết quả mô phỏng khi hệ thống phát điện chưa hòa với lưới.....	47
3.5.2 Các kết quả mô phỏng khi hệ thống phát điện hòa với lưới	52
Nhận xét và kết luận chương 3	56
CHƯƠNG 4: THIẾT LẬP HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN MÁY PHÁT ĐIỆN BỘ NGUỒN KÉP BẰNG KỸ THUẬT TÍN HIỆU ĐỒNG DẠNG ROTOR	57
4.1 Mở đầu	57

4.2 Xác định cấu trúc đối tượng điều khiển.....	57
4.3 Thiết kế bộ điều khiển	60
4.3.1 Khái quát về hệ thống điều khiển mờ.....	61
4.3.2 Thiết kế bộ điều khiển PID chỉnh định mờ để điều khiển đối tượng ..	62
4.4 Phân chia tải hệ thống phát điện với lưới điện	69
Nhận xét và kết luận chương 4	72
KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ	74
Kết luận.....	74
Kiến nghị.....	74
DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA CỬA ĐỀ TÀI.....	75
TÀI LIỆU THAM KHẢO	76
Tiếng việt	76
Tiếng anh	77

DANH MỤC CÁC BẢNG BIỂU

Số hiệu	Nội dung bảng biểu	Trang
2.1	Các trường hợp của máy điện dị bộ nguồn kép không chổi than	21
3.1	Các thông số của DFIG1 và DFIG2	45
4.1	Phản ứng hệ thống kín khi thay đổi các tham số bộ điều khiển PID	63
4.2	Luật suy diễn bộ chỉnh định mờ	64

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ VÀ ĐỒ THỊ

Số hiệu	Nội dung	Trang
2.1	Sơ đồ đấu dây và chuyển tọa độ của DFIG	9
2.2	Biểu diễn vector dòng, điện áp, từ thông stator trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ và dq	17
2.3	Cấu trúc ghép nối DFIG với bộ biến đổi công suất ở phía stator	20
2.4	Máy điện dị bộ nguồn kép không chổi than	21
2.5	Nguyên lý hoạt động của BDFIG	22
2.6	Giản đồ dòng năng lượng trong BDFIG	23
2.7	Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor	24
2.8	Cấu trúc hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor	26
2.9	Sơ đồ khối hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor với mạch nghịch lưu nguồn áp khi chưa hòa lưới	29
2.10	Sơ đồ khối khâu tạo $^2 \underline{i}_{r0}$	32
2.11	Sơ đồ khối hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor với mạch điều khiển dòng điện khi chưa hòa lưới	32
2.12	Đồ thị vector quá trình tạo các thành phần dòng điện rotor DFIG2	33
2.13	Vector dòng điện và điện áp stator DFIG2 trên tọa độ tựa theo điện áp lưới	35
2.14	Sơ đồ khối mô hình hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor khi hòa lưới	37
3.1	Sơ đồ khối hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor	39
3.2	Mô hình mô phỏng hệ thống	42

3.3	Đồ thị vector quá trình tạo S_a'	43
3.4	Kết quả mô phỏng khâu xoay 90^0	44
3.5	Điều khiển dòng điện theo phương pháp Hysteresis	45
3.6	Kết mô phỏng mạch điều khiển dòng điện	45
3.7	Kết quả mô phỏng quá trình chỉnh định Gss	47
3.8	Đáp ứng hệ thống phát điện chưa hòa lưới khi tốc độ rotor ω thay đổi	49
3.9	Đáp ứng của hệ thống phát điện chưa hòa lưới khi sụt điện áp lưới	50
3.10	Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi G_P và G_Q thay đổi	52
3.11	Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi tốc độ thay đổi	53
3.12	Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi sụt điện áp lưới	54
4.1	Đối tượng điều khiển	58
4.2	Sơ đồ khối đối tượng điều khiển	58
4.3	Mô hình hệ thống điều khiển với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ	60
4.4	Cấu trúc một bộ điều khiển mờ	61
4.5	Hệ thống điều khiển các thành phần công suất bằng bộ điều khiển PID chỉnh định mờ	61
4.6	Bộ chỉnh định mờ và các hàm liên thuộc	63
4.7	Đồ thị quan hệ các biến vào ra của bộ chỉnh định mờ	64
4.8	Mô hình hệ thống điều khiển kín với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ	66
4.9	Kết quả mô phỏng hệ thống với bộ điều khiển PID chỉnh định	67
4.10	Phân chia công suất chịu tải của máy phát với lưới điện	68

4.11	Kết quả mô phỏng phân chia công suất tải giữa máy phát với lưới	69
4.12	Kết quả mô phỏng khi phụ tải là động cơ xoay chiều 3 pha	70
4.13	Kết quả mô phỏng khả năng điều khiển bám giá trị đặt của hệ thống khi phụ tải là động cơ xoay chiều 3 pha	71

MỞ ĐẦU

1. Tính bức thiết của đề tài

Ngày nay, vấn đề an ninh năng lượng điện và đảm bảo đủ điện năng cung cấp cho các phụ tải là vấn đề rất quan trọng của mỗi quốc gia. Để đảm bảo được đủ điện năng cung cấp, thì nguồn năng lượng để chuyển hóa thành điện năng phải kết hợp, tận dụng được từ nhiều nguồn nhiên liệu và năng lượng khác nhau. Sản phẩm điện năng từ các nguồn phát này phải đảm bảo hoạt động được song song tức là hòa đồng bộ với nhau để cùng cung cấp cho hệ thống phụ tải tiêu thụ chung. Vì vậy, trên phương diện từng trạm phát điện, thì điện năng phát ra của trạm phát phải hòa được với lưới điện, việc này rất phức tạp và khó khăn khi tốc độ của máy phát thường xuyên bị thay đổi, đã có một số giải pháp để giải quyết vấn đề này nhưng một trong những giải pháp hiệu quả nhất là sử dụng máy điện dị bộ nguồn kép làm chức năng máy phát (DFIG).

Máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ thống phát điện có ưu điểm nổi bật là stator được nối trực tiếp với lưới điện, còn rotor nối với lưới qua thiết bị điện tử công suất điều khiển được. Chính vì thiết bị điều khiển nằm ở rotor nên công suất thiết bị điều khiển nhỏ hơn rất nhiều công suất máy phát và dòng năng lượng thu được chảy trực tiếp từ stator sang lưới, điều này rất hấp dẫn về mặt kinh tế, đặc biệt khi công suất của máy phát lớn. Tuy nhiên, kỹ thuật điều khiển rotor của máy điện dị bộ nguồn kép rất khó khăn, cấu trúc hệ thống phức tạp và khó điều khiển.

Vì vậy nhóm tác giả thực hiện đề tài khoa học: “*Nghiên cứu và đề xuất cấu trúc hệ thống điều khiển máy phát điện nối với lưới sử dụng DFIG trên cơ sở tín hiệu đồng dạng rotor*” để giải quyết các vấn đề cấp bách trên.

2. Mục đích nghiên cứu

Việc áp dụng máy điện dị bộ nguồn kép cho hệ thống phát điện phải đảm bảo được 2 chế độ công tác: 1. Làm việc song song được với lưới; 2. Làm việc độc lập khi cần thiết. Trong đề tài, nhóm tác giả đi sâu vào khả năng làm việc

song song với lưới điện bằng đề xuất một cấu trúc mới với hệ điều khiển đơn giản, chất lượng cao, khả năng bám lưới bền vững.

3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu của đề tài là máy phát điện sử dụng máy điện dị bộ nguồn kép, gồm:

- Máy điện dị bộ nguồn kép là máy điện không đồng bộ rotor dây quấn cấp nguồn từ 2 phía, đây là máy điện hứa hẹn hiệu quả kinh tế cao nhất trong các hệ thống máy phát điện nối với lưới trong điều kiện tốc độ máy phát thay đổi.

- Cấu trúc điều khiển máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ thống phát điện.

Phạm vi nghiên cứu của đề tài là: Nghiên cứu máy phát làm việc trong chế độ hòa với lưới điện “mềm”.

4. Phương pháp nghiên cứu của đề tài

Phương pháp nghiên cứu của đề tài là dựa trên cơ sở lý thuyết về các đặc điểm, tính chất và mô hình toán của DFIG, từ đó chứng minh và đề xuất mô hình điều khiển DFIG mới hiệu quả cao. Đồng thời, kết hợp với các thành tựu của lý thuyết điều khiển hiện đại, đặc biệt là lý thuyết điều khiển Mờ để xây dựng bộ điều khiển phù hợp với mô hình mới đề xuất.

Hiệu quả của các đề xuất mới được kiểm chứng thông qua chứng minh bằng các mô hình toán và thông qua các đặc tính thời gian các khâu của mô hình trên Matlab-Simulink.

5. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài

- Ý nghĩa khoa học của đề tài là đề xuất mô hình mới ứng dụng máy điện dị bộ nguồn kép làm chức năng máy phát, nhằm nâng cao hiệu quả ứng dụng máy điện dị bộ nguồn kép trong máy phát điện. Đề tài đã giải quyết thành công cả về mặt lý thuyết lẫn mô hình mô phỏng.

- Ý nghĩa thực tiễn của đề tài là: giảm thiểu chi phí sản xuất điện năng, góp phần tiết kiệm chi phí vận hành các trạm phát điện. Giải quyết được trọn

ven yêu cầu kỹ thuật khó, đó là hòa đồng bộ máy phát với lưới điện “mềm”, đồng thời nâng cao tính ổn định và độ an toàn của lưới điện.

CHƯƠNG 1: TỔNG QUAN HỆ THỐNG PHÁT ĐIỆN SỬ DỤNG MÁY ĐIỆN DỊ BỘ NGUỒN KÉP VÀ CÁC CÔNG TRÌNH NGHIÊN CỨU LIÊN QUAN

1.1 Tổng hợp các kết quả nghiên, ứng dụng DFIG trong hệ thống phát điện

Ngày nay, máy điện dị bộ nguồn kép được ứng dụng rất rộng rãi trong các hệ thống phát điện, đặc biệt là trong các hệ thống phát điện với tốc độ thay đổi như hệ thống phát điện sức gió, hệ thống phát điện đồng trục trên tàu thủy. Hiện tại cấu trúc phát điện sử dụng DFIG chiếm gần 50% thị trường phát điện sức gió [48], với dải công suất từ 1.5MW đến 3MW, gồm 93 model của các hãng sản xuất khác nhau trên thế giới [71].

Ngoài ra, nhà sản xuất năng lượng tái tạo của Đức (The German company Repower) đã có 2 model với công suất trên 3 MW là: model 6M với tổng công suất phát ra 6.150 kW; model 5M với tổng công suất phát ra 5MW [85].

Một trong những lý do chính để DFIG được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống phát điện là bộ biến đổi công suất nhỏ so với công suất phát lên lưới vì bộ biến đổi công suất được đặt ở phía rotor. Trong dải tốc độ giới hạn thì công suất của bộ biến đổi chỉ bằng 30% công suất phát lên lưới [58][62].

Vì DFIG trong hệ thống phát điện có nhiều ưu điểm và được ứng dụng rộng rãi trong thực tế nên có rất nhiều công trình trong nước và quốc tế nghiên cứu về điều khiển DFIG, sau đây là một số cấu trúc điều khiển DFIG điển hình.

1.1.1 Cấu trúc điều khiển tĩnh Scherbius

Cấu trúc Scherbius được đề xuất bởi kỹ sư người đức Arthur Scherbius vào những năm đầu của thế kỷ 20. Bộ biến đổi nằm ở rotor cho phép công suất đi theo 2 chiều nên hệ thống có thể hoạt động ở chế độ dưới đồng bộ và trên đồng bộ. Hai hệ thống đầu tiên sử dụng cấu trúc Scherbius là: 1. Hệ thống tĩnh Kramer [44] với mạch cầu diot ở phía rotor được thay thế bởi bộ biến đổi nguồn dòng với mạch trung gian một chiều (current-fed dc-link converter) [23][46][85][91]; 2. Hệ thống với bộ biến tần trực tiếp (cycloconverter) được nối giữa rotor và stator. Tuy nhiên 2 hệ thống này tạo ra sóng hài bậc cao

ở dòng điện rotor và cảm ứng sang stator. Hạn chế này được khắc phục bằng cách sử dụng 2 bộ biến đổi 2 chiều (back to back inverter), điều chỉnh dòng điện bằng phương pháp băm xung điện áp (PWM) [13][33][47][58][62] [90][94][96]. Một giải pháp khác là áp dụng các bộ biến tần ma trận trực tiếp (matrix converters-MCs) hoặc gián tiếp (indirect matrix converters -IMCs) [29][67], tuy nhiên hạn chế của các giải pháp này là hiệu suất không cao.

1.1.2 Điều khiển vector không gian

Kỹ thuật điều chế vector không gian ban đầu được nghiên cứu phát triển để điều khiển máy điện dị bộ rotor lồng sóc, sau này được áp dụng mở rộng cho máy phát dị bộ rotor dây quấn DFIG. Trong kỹ thuật này, dòng điện rotor của DFIG được tính toán và điều khiển trong hệ trục tọa độ từ thông stator [68], hoặc trong hệ trục tọa độ tựa theo điện áp lưới [11].

Trong hệ trục tọa độ tựa theo từ thông stator, momen điện từ tỉ lệ với thành phần dòng điện ngang trục, và khi stator của DFIG được nối với lưới, công suất phản kháng có thể được điều khiển thông qua thành phần dòng điện dọc trục.

Một số công trình trong nước và quốc tế nghiên cứu điều khiển DFIG trên cơ sở vector không gian cho máy phát điện tàu thủy là [1][2][6][27], cụ thể:

Công trình [69] đã đề cập khả năng ứng dụng máy điện dị bộ nguồn kép cho hệ thống phát điện đồng trục trên tàu thủy với bộ tự điều chỉnh điện áp điều khiển tựa theo từ thông stator. Công trình chủ yếu mang tính tổng quan, nêu cấu trúc chung của hệ thống, chưa chỉ ra rõ phương pháp điều khiển cụ thể.

Công trình [12] đã giải quyết được vấn đề ổn định tần số và điện áp bằng phương pháp tách kênh trực tiếp và tuyến tính hóa chính xác với bộ điều khiển phản hồi trạng thái. Vì công trình [12] xây dựng mô hình đối tượng trên cơ sở tuyến tính hóa nên đáp ứng chất lượng của hệ thống điều khiển chưa cao, tồn tại những dao động tương đối lớn ngay trong cả quá trình quá độ và quá trình xác lập.

Công trình [1] đã xây dựng mô hình hệ thống phát điện đồng trục sử dụng máy điện dị bộ nguồn kép trên cơ sở phi tuyến với nguyên lý tựa phẳng. Công trình đã chứng minh được tính đúng đắn của việc áp dụng nguyên lý tựa phẳng cho hệ thống và chỉ ra được 2 biến phẳng là công suất tác dụng (hoặc momen) và hệ số công suất $\cos\phi$. Công trình mới dừng ở bước đề xuất, chưa đưa ra cấu trúc hệ thống điều khiển cụ thể.

Tiếp theo công trình [1], công trình [2] đã đưa ra cấu trúc hệ thống điều khiển cụ thể với bộ điều khiển tỷ lệ tích phân kết hợp với phản hồi tín hiệu feedforward trên cơ sở hệ phẳng để tách kênh các tín hiệu điều khiển. Kết quả thu được của công trình tương đối tốt, tuy nhiên vẫn tồn tại sóng hài bậc cao ở các thông số điều khiển đầu ra của hệ thống.

Ngoài ra, có các công trình nghiên cứu ứng dụng máy điện dị bộ nguồn kép vào hệ thống phát điện sức gió, cụ thể gồm:

Công trình [9] đã tổng hợp hệ thống theo các phương pháp tuyến tính và giải quyết được vấn đề điều khiển tách kênh momen (công suất tác dụng) và công suất phản kháng trên cơ sở phân ly các thành phần i_{rd} và i_{rq} , các tài liệu [62][71][75] đã bù được các liên kết chéo để đảm bảo sự phân ly.

Tuy nhiên tốc độ máy phát thường xuyên thay đổi, tần số mạch rotor thay đổi theo và điện áp lưới là điện áp lưới “mềm”, các giải pháp điều khiển tuyến tính đều coi chúng là biến thiên chậm hay là nhiễu, các công trình [9] [45][62][75] đều thực hiện loại bỏ bằng phương pháp bù đơn giản.

Công trình [11] đã cải thiện được chất lượng hệ thống đáng kể khi điều khiển hệ thống trên cơ sở phi tuyến bằng phương pháp cuộn chiếu (backstepping).

Tiếp theo, công trình [6] cũng điều khiển hệ thống phát điện sức gió sử dụng máy điện dị bộ nguồn kép trên cơ sở phi tuyến tựa theo từ thông thụ động với thuật toán thiết kế tựa theo EL và Hamilton, kết quả của công trình là: với tải đối xứng, hệ thống đáp ứng được chất lượng khi hệ thống làm việc bình thường hoặc xảy ra xấp lưới đối xứng. Để giải quyết điều khiển bám lưới của hệ

thống khi xảy ra lỗi lưới không đối xứng đã được [7] nghiên cứu và giải quyết. Đồng thời [7] cũng đã giải quyết vấn đề khắc phục méo điện áp lưới khi có tải phi tuyến.

1.1.3 Điều khiển trực tiếp momen (direct torque control-DTC)

Phương pháp điều khiển trực tiếp momen được ứng dụng rộng rãi trong máy điện dị bộ rotor lồng sóc, sau đó cũng được áp dụng để điều khiển momen điện từ của máy điện dị bộ rotor dây quấn vì nó có ưu điểm nổi bật là hiệu suất chuyển đổi năng lượng cao [14][15][18][22][73][74][90]. Hãng ABB đã phát triển bộ biến đổi công suất điều khiển DFIG bằng phương pháp này [92].

1.1.4 Điều khiển trực tiếp công suất (direct power control-DPC)

Phương pháp điều khiển trực tiếp công suất có kết cấu phần cứng tương tự như phương pháp DTC, nó có điểm khác là nghiên cứu ảnh hưởng của từ thông stator và rotor tới công suất tác dụng và công suất phản kháng của stator DFIG phát lên lưới. Các nghiên cứu [13][79][85][90] cho thấy: công suất tác dụng tỷ lệ với thành phần từ thông rotor theo hướng vuông góc với từ thông stator, công suất phản kháng tỷ lệ với thành phần từ thông rotor theo hướng dọc trục với từ thông stator.

Trong các cấu trúc điều khiển DFIG làm máy phát điện [27][39][63][64][72], các cảm biến như encoder vị trí hay máy phát tốc đều gây nên một số hạn chế như sau: phải bảo trì, kinh phí cao, phải có cáp kết nối...vì vậy, đã có đề xuất về cấu trúc điều khiển DFIG để khắc phục các hạn chế này, đó là cấu trúc điều khiển DFIG không cảm biến (SENSORLESS CONTROL OF DFIG).

1.1.5 Cấu trúc điều khiển DFIG không cảm biến

Có một vài phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến như sau:

- Phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến trên cơ sở quan sát thích nghi theo mô hình mẫu (model reference adaptive system observers- MRAS): Đây là phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến đầu tiên được đề xuất, nghiên cứu [83], và được ứng dụng trong thực tiễn đầu tiên ở các công trình

[36][37], được nghiên cứu phát triển sâu hơn ở công trình [24][26]. Cơ sở của phương pháp này là quan sát hệ thống dựa trên 2 mô hình [16][25][28][30][34][40][61][66] [83]: mô hình tham chiếu và mô hình thích nghi, tốc độ và vị trí ước tính của rotor là cơ sở để chỉnh định mô hình thích nghi sao cho sai lệch bằng không.

- Phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến vòng hở (Open-Loop Sensorless Methods): đây là phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến mới nhất được đề xuất. Cơ sở của phương pháp này là so sánh dòng điện rotor ước lượng và dòng điện rotor đo được để xác định vị trí của rotor [17] [20] [32][41][57].

- Các phương pháp điều khiển DFIG không cảm biến khác: Điều khiển DFIG không cảm biến trên cơ sở vòng lặp khóa pha (Sensorless control of DFIGs based on phase-locked loop) [83]. Quan sát vị trí rotor trên cơ sở quan sát momen [31][52][53], quan sát vị trí rotor trên cơ sở quan sát dòng điện rotor [50][51][52][53][65][66].

1.1.6 Cấu trúc điều khiển DFIG không chổi than (Brushless- Doubly – Fed Induction Generator- BDFIG)

Hạn chế của các hệ thống phát điện sử dụng DFIG là phải có chổi than và vành trượt để kết nối giữa rotor của DFIG với mạch của bộ biến đổi công suất. Một cấu trúc được đề xuất để khắc phục hạn chế này là tổ hợp máy phát điện dị bộ nguồn kép không chổi than, hệ thống này đã được ứng dụng khả thi trong thực tế [19][21][78][89][96]. Đã có những công trình nghiên cứu kỹ và so sánh chuyên sâu về chất lượng điện phát ra giữa BDFIG và DFIG đơn lẻ [38]. Kết quả cho thấy, hệ thống phát điện dùng BDFIG có chất lượng điện hòa với lưới và khả năng bám điện áp lưới tốt hơn rất nhiều so với DFIG đơn lẻ. Tuy nhiên hệ thống BDFIG có hạn chế là kích thước khá lớn và tổn hao công suất ở rotor lớn hơn so với DFIG đơn lẻ.

1.2 Các vấn đề còn tồn tại và đề xuất giải pháp, mục tiêu của đề tài

Các công trình nghiên cứu phương pháp điều khiển máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ thống phát điện nói chung phần lớn bằng kỹ thuật điều chế vector không gian. Các nghiên cứu cho thấy, hệ thống có cấu trúc điều khiển rất phức tạp, khả năng bám lưới và chất lượng điện của máy phát phụ thuộc rất nhiều phương pháp điều khiển. Để máy phát có chất lượng điện tốt và bám lưới bền vững thì cấu trúc hệ thống phải bao gồm nhiều khâu chuyển đổi, tính toán và điều khiển phức tạp dẫn tới giá thành hệ thống cao. Ngoài ra, do có sự phản ứng nhanh nhạy và tác động điều chỉnh liên tục của bộ điều khiển nên tín hiệu đầu ra của đối tượng điều khiển còn tồn tại sóng hài bậc cao ngay trong cả quá trình xác lập.

Đề tài sẽ đề xuất một phương án kỹ thuật mới là phương pháp điều khiển máy phát dị bộ nguồn kép trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor, với mục đích là làm đơn giản hóa hệ thống điều khiển máy phát sử dụng DFIG, dẫn tới giảm giá thành hệ thống, nhưng vẫn đáp ứng được tốt các yêu cầu như: điện áp máy phát luôn bám điện áp lưới khi điện áp lưới thay đổi hoặc tốc độ lai rotor DFIG thay đổi. Cách ly được kênh điều khiển công suất tác dụng P với kênh điều khiển công suất phản kháng Q của máy phát lên lưới.

1.3 Nội dung và phương pháp nghiên cứu của đề tài

Nội dung của đề tài tập trung nghiên cứu hệ thống phát điện sử dụng DFIG. Trên cơ sở đó, đề xuất các giải pháp để nâng cao hiệu quả sử dụng DFIG trong hệ thống phát điện.

Phương pháp nghiên cứu của đề tài là dựa trên các đặc điểm, tính chất và mô hình toán của DFIG để phân tích, chứng minh và đề xuất mô hình điều khiển DFIG mới hiệu quả cao. Đồng thời, kiểm chứng các kết quả thu được bằng mô phỏng trên phần mềm Matlab.

CHƯƠNG 2: ĐỀ XUẤT CẤU TRÚC PHÁT ĐIỆN SỬ DỤNG DFIG BẰNG KỸ THUẬT ĐỒNG DẠNG TÍN HIỆU ROTOR

2.1 Các phương trình toán mô tả DFIG

2.1.1 Những giả thiết cơ bản

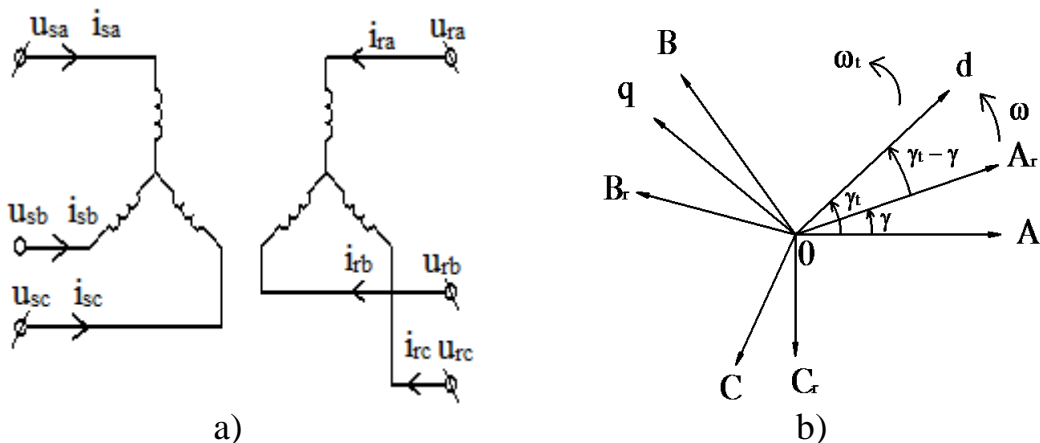
Để viết các phương trình toán học mô tả DFIG, ta giả thiết các điều kiện như sau [4]:

- Ba pha đối xứng.
- Bỏ qua bão hòa từ, dòng fuco và hiện tượng từ trễ.
- Dạng dòng và điện áp là hình sin.

Ngoài ra còn có các điều kiện để lựa chọn trục tọa độ DFIG nhằm biến các phương trình máy điện có hệ số phụ thuộc vào góc quay của rotor thành phương trình vi phân có hệ số không đổi là:

- Mạch rotor và stator của hệ thống biến đổi phải không chuyển động đối với nhau nghĩa là phải có chung hệ tọa độ.
- Trở kháng của động cơ theo các đường sức từ của vòng biến đổi phải không đổi.

Đối với DFIG, điều kiện thứ 2 luôn thỏa mãn cho bất kì hướng nào của hệ trục vì khe khí của máy DFIG là như nhau trên toàn bộ chu vi của rotor. Vì vậy ta chỉ cần quan tâm đến điều kiện thứ nhất, có nghĩa là DFIG có thể chọn trục tọa độ vuông góc nào và quay với tốc độ góc bất kỳ.



Hình 2.1: Sơ đồ đấu dây và chuyển tọa độ của DFIG

Trên hình 2.1 các ký hiệu như sau:

-A, B, C là hệ trục không quay stator;

-A_r, B_r, C_r, là các pha rotor quay với tốc độ góc ω

-d, q là hệ trục vuông góc quay với tốc độ ω_t

Ta có : $d\gamma/dt = \omega$; $d\gamma_t/dt = \omega_t$

Như vậy các biến số của stator và rotor có thể được chuyển sang một hệ trục tọa độ có tốc độ quay bất kỳ.

2.1.2 Các phương trình ở hệ trục pha

Phương trình tổng quát cho mạch stator và mạch rotor ở hệ trục không chuyển động (hệ trục pha) [4]:

$$\mathbf{V}_s \equiv \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s \equiv \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_s \equiv \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_r \equiv \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r \equiv \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_r \equiv \mathbf{R}_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Trong đó :

u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} - điện áp pha của lưới đặt vào stator;

u_{ra}, u_{rb}, u_{rc} - điện áp pha trên vành trượt của rotor.

Từ thông có thể viết dưới dạng :

$$\mathbf{\Psi}_s \equiv \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{ss} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \mathbf{M}_{sr} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

và

$$\mathbf{\Psi}_r \equiv \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{rs} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \mathbf{L}_{rr} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Các ma trận $[\mathbf{R}_s]$, $[\mathbf{R}_r]$, $[\mathbf{L}_{ss}]$, $[\mathbf{L}_{rr}]$, $[\mathbf{M}_{sr}]$, $[\mathbf{M}_{rs}]$ như sau:

$$\mathbf{R}_s \equiv \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_r \equiv \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{ss} \equiv \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_{rr} \equiv \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_{rs} \equiv \mathbf{M}_{sr}^T = \begin{bmatrix} M_{AAr} & M_{ABr} & M_{ACr} \\ M_{BAr} & L_{BBr} & M_{BCr} \\ M_{CAr} & M_{CBr} & M_{CCr} \end{bmatrix}^T$$

$$\text{Hay } \mathbf{M}_{rs} \equiv \mathbf{M}_{sr}^T = M_m \begin{bmatrix} \cos\gamma & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos\gamma & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos\gamma \end{bmatrix}^T$$

Trong đó : L_s, L_r - độ tự cảm của stator và rotor;

M_s, M_r, M_m - độ cảm ứng tương hỗ giữa 2 pha stator, giữa 2 pha rotor và giữa stator và rotor;

γ - góc giữa các trục dây quấn cùng tên của stator và rotor.

2.1.3 Phương trình biến đổi stator và rotor

Ma trận biến đổi stator như sau [4]:

$$\mathbf{A}_{pt} \equiv \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\gamma_t & \cos(\gamma_t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma_t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\gamma_t & -\sin(\gamma_t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma_t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

γ_t là góc hợp bởi giữa trục pha stator A với một trục bất kỳ của một hệ thống vuông góc quay với tốc độ quay ω_t (hình 2.1b). Để có ma trận biến đổi của rotor $[A_{ptr}]$, ta chỉ việc thay γ_t bằng $(\gamma_t - \gamma)$. Như vậy, ma trận biến đổi $[A_{pt}]$ và $[A_{ptr}]$ là 2 ma trận cho phép biến đổi các đại lượng ở hệ trục pha sang hệ trục vuông góc quay với tốc độ ω_t trong đó :

$$\gamma_t = \int_0^t \omega_t dt + \gamma_{t0} \quad (2.6)$$

$$\gamma = \int_0^t \omega dt + \gamma_0 \quad (2.7)$$

Ma trận nghịch đảo của các ma trận biến đổi như sau:

$$\mathbf{A}_{pt}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_t & -\sin \gamma_t & 1 \\ \cos(\gamma_t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma_t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\gamma_t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma_t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{A}_{ptr}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_t - \gamma) & -\sin(\gamma_t - \gamma) & 1 \\ \cos(\gamma_t - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma_t - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\gamma_t - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma_t - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Vậy các phương trình biến đổi như sau:

$$\mathbf{V}'_s = \mathbf{V}_{sd} \begin{bmatrix} u_{sq} \\ u_{s0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_{sa} \begin{bmatrix} u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}^T \quad (2.10)$$

$$\mathbf{I}'_s = \mathbf{I}_{sd} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{I}_s = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{I}_{sa} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}^T \quad (2.11)$$

$$\mathbf{V}'_s = \mathbf{V}_{sd} \begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ \psi_{s0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_{sa} \begin{bmatrix} \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix}^T \quad (2.12)$$

$$\mathbf{V}'_r = \mathbf{V}_{rd} \begin{bmatrix} u_{rq} \\ u_{r0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_{ra} \begin{bmatrix} u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix}^T \quad (2.13)$$

$$\mathbf{I}'_r = \mathbf{I}_{rd} \begin{bmatrix} i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{I}_r = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{I}_{ra} \begin{bmatrix} i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}^T \quad (2.14)$$

$$\mathbf{V}'_r = \mathbf{V}_{rd} \begin{bmatrix} \psi_{rq} \\ \psi_{r0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_{ra} \begin{bmatrix} \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix}^T \quad (2.15)$$

Để nhận được phương trình ở hệ trục vuông góc ta nhân về trái của phương trình $[\mathbf{U}_s]$ và $[\mathbf{U}_r]$ ở hệ trục tọa trục A, B, C với $[\mathbf{A}_{pt}]$ và $[\mathbf{A}_{ptr}]$ ta được:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}'_s &= \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s = \mathbf{A}_{pt} \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s = \mathbf{A}_{pt} p \mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}'_s + p \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s - p \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s \\ &\Rightarrow \mathbf{V}'_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}'_s + p \mathbf{V}'_s - p \mathbf{A}_{pt} \mathbf{V}_s \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}'_r &= \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r = \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{A}_{ptr} p \mathbf{V}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}'_r + p \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r - p \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r \\ &\Rightarrow \mathbf{V}'_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}'_r + p \mathbf{V}'_r - p \mathbf{A}_{ptr} \mathbf{V}_r \end{aligned} \quad (2.17)$$

Đưa vào đạo hàm ma trận và biến đổi ma trận, triển khai ra ta có phương trình điện áp stator và rotor ở hệ tọa độ quay dq như sau:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} & u_{s0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i_{s0} \end{bmatrix}^T + p \begin{bmatrix} \psi_{sd} & \psi_{sq} & \psi_{s0} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} \psi_{sd} & \psi_{sq} & \psi_{s0} \end{bmatrix}^T p \gamma_t \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} & u_{rq} & u_{r0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{R}_r \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} & i_{r0} \end{bmatrix}^T + p \begin{bmatrix} \psi_{rd} & \psi_{rq} & \psi_{r0} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} \psi_{rq} & \psi_{rd} & 0 \end{bmatrix}^T p (\gamma_t - \gamma) \quad (2.19)$$

2.1.4 Phương trình từ thông

Sử dụng phương trình biến đổi, có phương trình từ thông ở hệ trục dq như sau [4]:

$$[\Psi'_s] = [A_{pt}] [\Psi_s] = [A_{pt}] [L_{ss}] [I_s] + [A_{pt}] [M_{sr}] [I_r] \quad (2.20)$$

$$[\Psi'_r] = [A_{ptr}] [\Psi_r] = [A_{ptr}] [L_r] [I_r] + [A_{ptr}] [M_{rs}] [I_s] \quad (2.21)$$

Ở đây cần biểu diễn từ thông qua dòng, độ tự cảm và cảm ứng tương hỗ ở hệ trục vuông góc. Để có được các phương trình này cần sử dụng các ma trận nghịch đảo của ma trận biến đổi $[A_{pt}]^{-1}, [A_{ptr}]^{-1}$, ta có:

$$\begin{cases} [U_s] = [A_{pt}]^{-1} [U'_s] \\ [I_s] = [A_{pt}]^{-1} [I'_s] \\ [\Psi_s] = [A_{pt}]^{-1} [\Psi'_s] \end{cases} \quad (2.22.a,b,c)$$

$$\begin{cases} [U_r] = [A_{ptr}]^{-1} [U'_r] \\ [I_r] = [A_{ptr}]^{-1} [I'_r] \\ [\Psi_r] = [A_{ptr}]^{-1} [\Psi'_r] \end{cases} \quad (2.23.a,b,c)$$

Thay vào phương trình (2.20) và (2.21) có được:

$$[\psi'_s] = [A_{pt}] [L_{ss}] [A_{pt}]^{-1} [I'_s] + [A_{pt}] [M_{sr}] [A_{ptr}]^{-1} [I'_r] \quad (2.24)$$

$$[\psi'_r] = [A_{ptr}] [L_{rr}] [A_{ptr}]^{-1} [I'_r] + [A_{ptr}] [M_{rs}] [A_{pt}]^{-1} [I'_s] \quad (2.25)$$

Ở biểu thức (2.24), đứng trước ma trận dòng là ma trận biến đổi tự cảm và cảm ứng tương hỗ:

$$[L'_{ss}] = [A_{pt}] [L_{ss}] [A_{pt}]^{-1} \quad (2.26)$$

$$[M'_{sr}] = [A_{pt}] [M_{sr}] [A_{ptr}]^{-1} \quad (2.27)$$

Kết quả nhân ma trận về phải (2.26) và (2.27) ta được:

$$[L_{ss}'] = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_s} \begin{bmatrix} X & 0 & 0 \\ 0 & X & 0 \\ 0 & 0 & X_0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$[M'_{sr}] = \frac{3}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_s} X_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Trong đó: $L = L_q = L_d = (L_s - M_s)$ là hệ số tự cảm của thành phần thuận stator.

$L_0 = L_s - 2M_s$ là hệ số tự cảm của thành phần zero.

$M_{sr} = M_{srd} = M_{srq} = 3M_m / 2$ là hệ số cảm ứng tương hỗ 3 pha giữa stator và rotor.

Vậy biểu thức cho từ thông stator được viết như sau:

$$[\Psi'_s] = [L'_{ss}] \begin{bmatrix} i_s \\ i_d \\ i_{s0} \end{bmatrix} + [M'_{sr}] \begin{bmatrix} i_r \\ i_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Tổng hợp lại ta có các phương trình của điện áp và từ thông ở stator như sau:

$$p\Psi_{sd} - \Psi_{sq} \cdot p\gamma_t + R_s \cdot i_{sd} = u_{sd} \quad (2.31)$$

$$p\Psi_{sq} + \Psi_{sd} \cdot p\gamma_t + R_s \cdot i_{sq} = u_{sq} \quad (2.32)$$

$$p\Psi_{s0} + R_s \cdot i_{s0} = u_{s0} \quad (2.33)$$

$$\Psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot i_{rd} = \frac{1}{\omega_s} (X_s \cdot i_{sd} + X_{sr} \cdot i_{rd}) \quad (2.34)$$

$$\Psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot i_{rq} = \frac{1}{\omega_s} (X_s \cdot i_{sq} + X_{sr} \cdot i_{rq}) \quad (2.35)$$

$$\Psi_{s0} = L_{s0} \cdot i_{s0} = \frac{1}{\omega_s} X_{s0} \cdot i_{s0} \quad (2.36)$$

Tương tự như trên, ta có biểu thức cho từ thông rotor:

$$[\Psi'_r] = [M'_{rs}] \begin{bmatrix} i_s \\ i_d \\ i_{s0} \end{bmatrix} + [L'_{rr}] \begin{bmatrix} i_r \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + [M'_{rs}] \begin{bmatrix} i_d \\ i_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Trong đó:

$$[M'_{rs}] = \frac{3}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = M_{rs} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_s} X_{rs} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r0} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_s} \begin{bmatrix} X_r & 0 & 0 \\ 0 & X_r & 0 \\ 0 & 0 & X_{r0} \end{bmatrix}$$

Trong đó: $X_{rs} = X_{rsd} = X_{rsq} = X_{sr} = \omega_s M_{rs} = \omega_s M_{sr}$ – trở kháng tương hỗ mạch rotor và stator;

$L_{r1} = L_r - M_r$ – độ tự cảm của thành phần thuận của rotor;

$L_{r0} = L_r - 2M_r$ – độ tự cảm của thành phần zero của rotor;

$X_r = X_{rd} = X_{rq} = \omega_s L_{r1}$ – tổng trở kháng của rotor;

$X_0 = \omega_s L_{r0}$ – trở kháng thành phần zero của rotor.

Cuối cùng ta có phương trình các thành phần điện áp và từ thông mạch rotor như sau:

$$p\psi_{rd} - \psi_{rq} \cdot p(\gamma_t - \gamma) + R_r i_{rd} = u_{rd} \quad (2.38)$$

$$p\psi_{rq} + \psi_{rd} \cdot p(\gamma_t - \gamma) + R_r i_{rq} = u_{rq} \quad (2.39)$$

$$p\psi_{r0} + R_r i_{r0} = u_{r0} \quad (2.40)$$

$$\psi_{rd} = M_{rs} i_{sd} + L_{r1} i_{rd} = \frac{1}{\omega_s} (X_r i_{rd} + X_{rs} i_{sd}) \quad (2.41)$$

$$\psi_{rq} = M_{sr} i_{sq} + L_{r1} i_{rq} = \frac{1}{\omega_s} (X_r i_{rq} + X_{sa} i_{sq}) \quad (2.42)$$

$$\psi_{r0} = L_{r0} i_{r0} = \frac{1}{\omega_s} X_{ro} i_{r0} \quad (2.43)$$

2.1.5 Phương trình momen

Phương trình momen ở dạng tổng quát như sau [3]:

$$Jp^2\gamma - M = M_0 \quad (2.44)$$

Với M và M_0 là momen điện từ và momen cản.

Biểu thức momen điện từ của DFIG như sau:

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (2.45)$$

Thay vào biểu thức (2.44) ta có :

$$Jp^2\gamma - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) = M_0 \quad (2.46)$$

Vì không dùng dây zero nên $i_{s0} = 0$.

Các phương trình điện áp, từ thông stator và rotor trên cho phép biểu diễn quá trình quá độ của máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ trục vuông góc dq quay với những tốc độ khác nhau. Cụ thể khi:

- $p\gamma_t = p\gamma_s = \omega_t = \omega_s$: hệ trục dq quay với tốc độ đồng bộ.
- $p\gamma_t = p\gamma = \omega$: hệ trục dq quay với tốc độ quay dị bộ của rotor.
- $p\gamma_t = \omega_t$: tốc độ quay bất kì, hệ trục dq quay với tốc độ bất kì.
- $p\gamma_t = 0$: hệ trục dq được gắn vào stator.

2.1.6 Biểu diễn các phương trình của DFIG trên cơ sở vector không gian của đại lượng 3 pha

Theo lý thuyết điều khiển vector [10], trên mặt phẳng cơ học (mặt cắt ngang) của máy điện, vector không gian dòng điện stator của máy dị bộ nguồn kép được định nghĩa như sau:

$$\underline{i}_s(t) = \frac{2}{3} \left[i_a(t) + i_{sb}(t).e^{j120^\circ} + i_{sc}(t).e^{j240^\circ} \right] \underline{\hat{i}}_s |e^{j\omega_s t} \quad (2.46)$$

Trong đó i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} là các dòng điện hình sin, cùng biên độ, cùng tần số, lệch nhau 120° điện, chạy trong ba pha dây quấn stator A, B, C.

Như vậy \underline{i}_s là vector không gian quay với tốc độ góc ω_s so với stator, với f_s là tần số mạch stator.

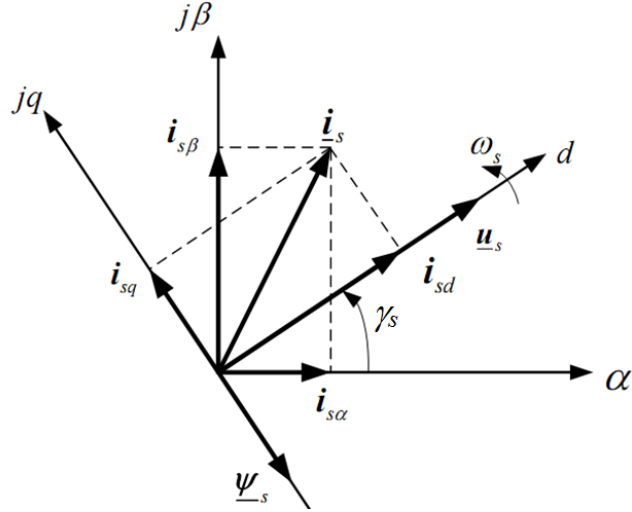
Đối với các đại lượng khác của mạch stator, như điện áp stator, từ thông stator, ta đều có thể xây dựng các vector không gian tương ứng tương tự như đối với dòng điện stator.

Với máy điện dị bộ nguồn kép, trên rotor cũng có cuộn dây ba pha A, B, C, trong đó có ba dòng điện i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} với tần số góc ω_r , vector không gian dòng điện rotor cũng được định nghĩa như sau :

$$\underline{i}_r(t) = \frac{2}{3} \left[i_a(t) + i_{rb}(t).e^{j120^\circ} + i_{rc}(t).e^{j240^\circ} \right] \underline{\hat{i}}_r |e^{j\omega_r t} \quad (2.46)$$

Vector \underline{i}_r là vector không gian quay với vận tốc góc ω_r so với rotor, vì rotor quay với vận tốc góc ω so với stator, nên \underline{i}_r cũng quay với tốc độ ω_s so với stator.

Đối với các đại lượng khác của mạch rotor, như điện áp rotor, từ thông rotor, ta đều có thể xây dựng các vector không gian tương tự như đối với dòng điện rotor trên.



Hình 2.2: Biểu diễn vector dòng, điện áp, từ thông stator trên hệ tọa độ $\alpha\beta$ và dq

Trên mặt phẳng cơ học (mặt phẳng cắt ngang của máy điện), ta xây dựng một hệ tọa độ cố định $\alpha\beta$ có trục α trùng với trục cuộn dây pha A, và một hệ tọa độ quay dq có trục dọc d trùng với vector điện áp stator \underline{u}_s , nghĩa là hệ tọa độ dq này quay với tốc độ $\omega_s = 2\pi f_s$ so với stator (hình 2.2). Các thành phần của vector dòng điện stator trên trục tọa độ $\alpha\beta$ là $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ và trên trục tọa độ dq là i_{sd}, i_{sq} ta có mối liên hệ giữa các thành phần của dòng điện stator trên các hệ trục tọa độ và các dòng điện pha stator như sau:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa} + 2i_{sb}) \end{cases} \quad (2.49)$$

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{s\alpha} \\ i_{sb} = 0.5(-i_{s\alpha} + \sqrt{3}i_{s\beta}) \\ i_{sc} = -0.5(i_{s\alpha} + \sqrt{3}i_{s\beta}) \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\begin{cases} \underline{i}_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \gamma_s + i_{s\beta} \cdot \sin \gamma_s \\ \underline{i}_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sin \gamma_s + i_{s\beta} \cdot \cos \gamma_s \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \underline{i}_{sd} \cdot \cos \gamma_s - \underline{i}_{sq} \cdot \sin \gamma_s \\ i_{s\beta} = \underline{i}_{sd} \cdot \sin \gamma_s + \underline{i}_{sq} \cdot \cos \gamma_s \end{cases} \quad (2.52)$$

Các công thức biến đổi cho vector dòng stator ở trên cũng đúng với các vector khác: vector điện áp stator, dòng rotor, từ thông stator, từ thông rotor.

Các phương trình điện áp stator, rotor trên hệ thống cuộn dây stator, rotor:

$$\begin{cases} \underline{u}_s^s = R_s \underline{i}_s^s + \frac{d\underline{\psi}_s^s}{dt} \\ \underline{u}_r^r = R_r \underline{i}_r^r + \frac{d\underline{\psi}_r^r}{dt} \end{cases} \quad (2.53.a, b)$$

Phương trình từ thông stator và rotor trên hệ thống cuộn dây stator, rotor:

$$\begin{cases} \underline{\psi}_s = \underline{i}_s \cdot L_s + \underline{i}_r \cdot L_m \\ \underline{\psi}_r = \underline{i}_s \cdot L_m + \underline{i}_r \cdot L_r \end{cases} \quad (2.54.a, b)$$

Do các cuộn dây stator và rotor có cấu tạo đối xứng về mặt cơ học nên các giá trị điện cảm là bất biến đổi với mọi hệ toạ độ quan sát. Do đó công thức (2.54) được dùng một cách tổng quát, không cần có các chỉ số phía trên bên phải, khi sử dụng trên hệ toạ độ cụ thể sẽ điền thêm chỉ số.

Sau khi chuyển (2.53), (2.54) sang biểu diễn trên hệ toạ độ dq là hệ toạ độ quay với vận tốc góc ω_s so với hệ toạ độ cố định, ta thu được hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \underline{u}_s^f = R_s \underline{i}_s^f + \frac{d(\underline{\psi}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \underline{\psi}_s^f \\ \underline{u}_r^f = R_r \underline{i}_r^f + \frac{d(\underline{\psi}_r^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \underline{\psi}_r^f \\ \underline{\psi}_s^f = \underline{i}_s^f \cdot L_s + \underline{i}_r^f \cdot L_m \\ \underline{\psi}_r^f = \underline{i}_s^f \cdot L_m + \underline{i}_r^f \cdot L_r \end{cases} \quad (2.55.a, b, c, d)$$

Với $\omega_s = \omega + \omega_r$

Chỉ số phía trên bên phải “ f ” để chỉ hệ toạ độ quay dq .

2.2 Các cấu trúc ghép nối DFIG ứng dụng trong hệ thống phát điện

Hệ thống phát điện sử dụng tổ hợp ghép nối 2 DFIG đã được đề xuất ở những năm cuối thế kỷ 20. So với hệ thống phát điện sử dụng DFIG đơn lẻ, hệ thống phát điện sử dụng tổ hợp ghép nối 2 DFIG có những ưu điểm nổi bật như: chất lượng điện phát ra cao hơn, khả năng bám điện áp lưới tốt hơn, đối tượng điều khiển dễ hơn.

Hệ thống phát điện sử dụng tổ hợp ghép nối 2 DFIG có cấu trúc điều khiển đơn giản do trong kết cấu tự nhiên của hệ thống ghép nối DFIG, các tính chất của quá trình chuyển hóa cơ-điện và chuyển hóa điện-cơ của 2 DFIG được thuận nghịch với nhau, triệt tiêu và giảm được phần lớn các thành phần phải điều khiển phức tạp.

Cấu trúc ghép nối DFIG đầu tiên được đề xuất là cấu trúc ghép nối với bộ biến đổi công suất nằm ở phía stator hay còn gọi là cấu trúc điều khiển DFIG không chổi than. Giải pháp này đã được nghiên cứu, ứng dụng nhiều trong thực tế và đã được thương mại hóa với sản phẩm tổ hợp ghép nối 2 DFIG trong cùng một khung máy.

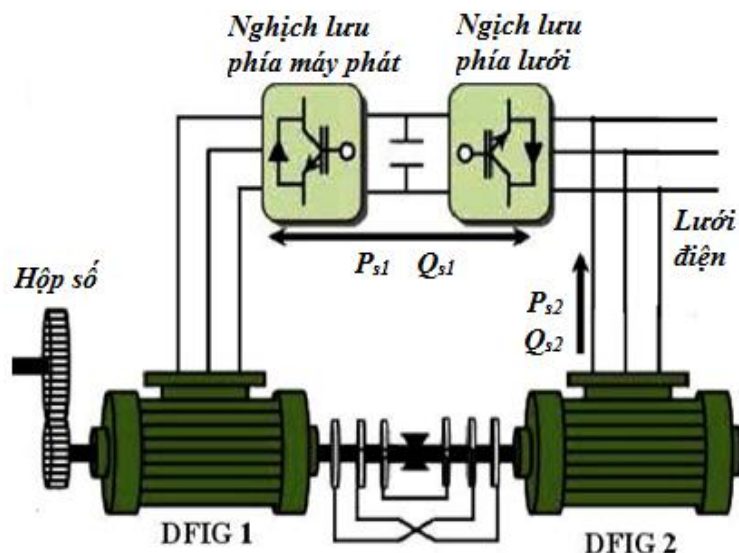
Cấu trúc ghép nối DFIG thứ 2 là cấu trúc với bộ biến đổi công suất nằm ở phía rotor hay còn gọi là cấu trúc điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor, cấu trúc này được đề xuất và báo cáo ở các công trình [87][88].

Sau đây tác giả trình bày và phân tích tính chất của 2 giải pháp ghép nối DFIG ứng dụng trong hệ thống phát điện. Cụ thể, cấu trúc ghép nối với bộ biến đổi công suất nằm ở phía stator (cấu trúc điều khiển DFIG không chổi than) là cấu trúc đã được đề xuất và có nhiều kết quả công bố trong các công trình nghiên cứu trước đây, vì vậy tác giả chỉ trình bày mang tính chất khái quát, còn cấu trúc với bộ biến đổi công suất nằm ở phía rotor (cấu trúc điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor) là cấu trúc mới, do tác giả đề xuất, vì vậy tác giả sẽ trình bày chuyên sâu và chi tiết hơn.

2.2.1 Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG không chổi than

2.2.1.1 Cấu tạo và nguyên lý hoạt động

Cấu trúc ghép nối của hệ thống được mô tả đơn giản hóa ở hình 2.3:



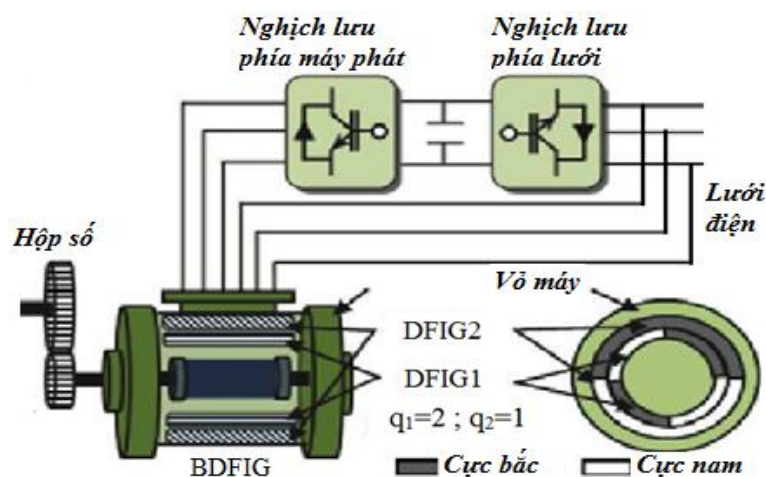
Hình 2.3: Cấu trúc ghép nối DFIG với bộ biến đổi công suất ở phía stator [97]

Hệ thống gồm 2 DFIG có rotor được ghép nối cứng trực với nhau về mặt cơ khí, đồng thời các cuộn dây rotor cũng được đấu nối trực tiếp với nhau về điện.

Các thiết bị điều khiển công suất được đặt ở phía stator của DFIG1, còn DFIG2 có mạch stator được nối và hòa trực tiếp với lưới điện.

Đặc điểm tự nhiên của hệ thống là khả năng đồng bộ giữa điện áp phát ra của DFIG2 và điện áp lưới là rất cao và rất bền vững [59], đồng thời chất lượng điện phát ra tốt hơn nhiều so với hệ thống phát điện sử dụng DFIG đơn lẻ [38]. Vì vậy, hệ thống này đang được ứng dụng ngày càng rộng rãi trong các máy phát điện hòa với lưới.

Ngày nay, hệ thống này đã được một số cơ sở nghiên cứu và cơ sở sản xuất trên thế giới tích hợp 2 DFIG trên cùng một khung máy, sơ đồ một máy điện tích hợp 2 DFIG được thể hiện như hình 2.4:



Hình 2.4: Máy điện dị bộ nguồn kép không chổi than [97]

Trong hình 2.4, stator của DF1G1 có số cặp cực $q_1=2$, stator của DF1G2 có số cặp cực $q_2=1$. Cuộn dây ở rotor của 2 DF1G được nối trực tiếp bên trong với nhau, vì vậy hệ thống này không cần vành góp và chổi than như hệ thống điều khiển DF1G đơn lẻ, do vậy hệ thống này còn gọi là hệ thống máy điện dị bộ nguồn kép không chổi than (Brushless Doubly Fed Induction Generator-BDFIG), kỹ thuật chế tạo BDFIG đã được nghiên cứu và trình bày chi tiết trong công trình [54].

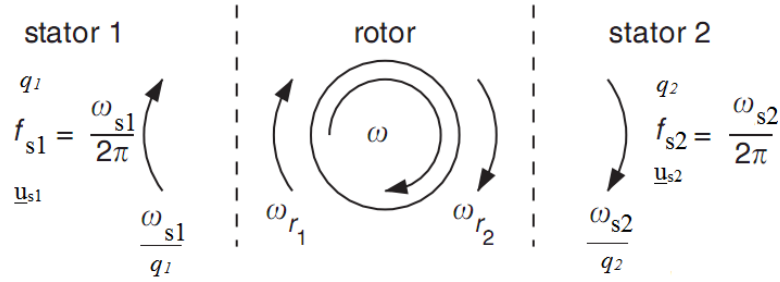
Vì số cặp cực của DF1G1 và DF1G2 có thể bằng nhau hoặc khác nhau, đầu nối giữa 2 cuộn dây rotor có 2 cách là đầu trùng pha hoặc đầu đảo pha, nên có 4 trường hợp để tích hợp lên máy điện BDFIG được thống kê ở bảng 2.1 [59][49]:

Bảng 2.1: Các trường hợp của máy điện dị bộ nguồn kép không chổi than

Đầu nối 2 rotor	$q_1 = q_2 = q$	Tốc độ đồng bộ	P_{s1} (pu)	P_{s2} (pu)	$P_g = P_{s1} + P_{s2}$
Trùng pha	có	Không sản xuất	$q \cdot \omega / \omega_g$	$-q \cdot \omega / \omega_g$	0
Trùng pha	không	$-\omega_g / \Delta q$	$q_1 \cdot \omega / \omega_g$	$-q_2 \cdot \omega / \omega_g$	$\Delta q \cdot \omega / \omega_g$
Đảo pha	có	$\omega_g / 2q$	$-q \cdot \omega / \omega_g$	$-q \cdot \omega / \omega_g$	$-2q \cdot \omega / \omega_g$
Đảo pha	không	$\omega_g / \sum q$	$-q_1 \cdot \omega / \omega_g$	$-q_2 \cdot \omega / \omega_g$	$-\sum q \cdot \omega / \omega_g$

Với q_1, q_2 là số cặp cực của DFIG1, DFIG2; Tốc độ đồng bộ là tốc độ quay của rotor mà tại đó điện áp ở stator của DFIG1 là điện áp một chiều; P_{s1} , P_{s2} và P_g là công suất tác dụng ở stator của DFIG1, DFIG2 và của lưới điện; ω là tốc độ góc của rotor; ω_g là tần số góc của điện áp lưới.

Nguyên lý hoạt động của BDFIG được thể hiện ở hình 2.5 với DFIG1 và DFIG2 lần lượt có tần số điện áp ở stator f_{s1}, f_{s2} ; tần số góc điện áp stator ω_{s1}, ω_{s2} ; tần số góc của từ thông stator $\omega_{s1}/q_1, \omega_{s2}/q_2$; tần số góc điện áp rotor ω_{r1}, ω_{r2} .



Hình 2.5: Nguyên lý hoạt động của BDFIG [54]

2.2.1.2 Phân tích các dòng năng lượng trong hệ thống

Xét trường hợp loại BDFIG có số cặp cực khác nhau, đấu nối dây ở rotor theo cách đảo pha.

Vì DFIG2 được nối trực tiếp với lưới nên tần số góc của điện áp stator bằng tần số góc của điện áp lưới $\omega_{s2} = \omega_g$.

Tần số góc điện áp stator của DFIG1 là [97]:

$$\omega_{s1} = (q_1 + q_2) \cdot \omega - \omega_{s2} \quad (2.56)$$

Tần số góc điện áp rotor của DFIG2 và DFIG1 lần lượt là:

$$\omega_{r2} = \omega_{s2} - q_2 \cdot \omega \quad (2.57)$$

$$\omega_{r1} = q_1 \cdot \omega - \omega_{s2} \quad (2.58)$$

Công suất ở stator của DFIG1 và DFIG2 là [59]:

$$P_{s1} = \frac{-q_1 \cdot \omega}{\omega_g} \cdot P_g \quad (2.59)$$

$$P_{s2} = \frac{-q_2 \cdot \omega}{\omega_g} \cdot P_g \quad (2.60)$$

Công suất ở rotor của DFIG1 và DFIG2 là [97]:

$$P_{r1} = -P_{s1} \frac{\omega_{r1}}{\omega_{s1}} \quad (2.61)$$

$$P_{r2} = -P_{s2} \frac{\omega_{r2}}{\omega_{s2}} \quad (2.62)$$

Vì 2 rotor của DFIG1 và DFIG2 được nối kín mạch nên $P_{r1} + P_{r2} = 0$, hay $P_{r1} = -P_{r2}$.

Công suất BDFIG phát lên lưới điện là P_g :

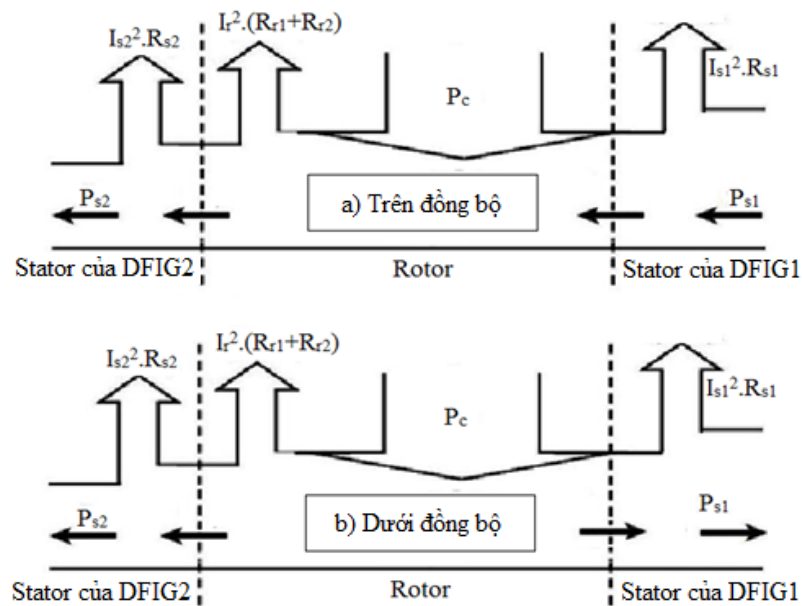
$$P_g = P_{s1} + P_{s2} \quad (2.63)$$

Từ các công thức (2.59) (2.60) (2.61) (2.62) ta có mối liên hệ công suất giữa stator của DFIG1 và DFIG2 như sau:

$$P_{s1} = -P_{s2} \frac{\omega_{s1}}{\omega_{s2}} \quad (2.64)$$

Công thức (2.64) cũng là công thức thể hiện mối liên hệ giữa công suất thiết bị điều khiển và công suất của DFIG2 phát lên lưới.

Trong thực tế, còn có tổn thất công suất ở stator và rotor của DFIG1 và DFIG2, giản đồ dòng năng lượng được thể hiện ở hình 2.6 [59][97]:



Hình 2.6: Giản đồ dòng năng lượng trong BDFIG

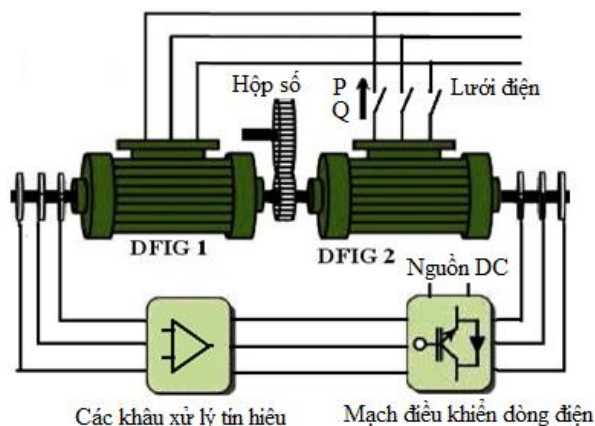
Theo giản đồ năng lượng, DFIG2 luôn phát công suất tác dụng, còn DFIG1 phát công suất tác dụng ở chế độ dưới đồng bộ và hấp thụ công suất tác dụng ở chế độ trên đồng bộ. Trên đây là giản đồ năng lượng trong trường hợp đấu đảo pha ở rotor. Khi đấu không đảo pha ở rotor thì dòng năng lượng qua DFIG1 sẽ theo chiều ngược lại, tức là DFIG1 phát công suất tác dụng ở chế độ trên đồng bộ và hấp thụ công suất tác dụng ở chế độ dưới đồng bộ.

Đã có những công trình nghiên cứu kỹ và so sánh chuyên sâu về chất lượng điện phát ra giữa BDFIG và DFIG đơn lẻ [38], kết quả cho thấy hệ thống phát điện dùng BDFIG có chất lượng điện hòa với lưới và khả năng bám điện áp lưới tốt hơn nhiều so với DFIG hoạt động độc lập. Tuy nhiên hệ thống BDFIG có hạn chế là kích thước khá lớn và tổn hao công suất ở rotor lớn hơn so với DFIG đơn lẻ.

Vì vậy, tác giả đề xuất một giải pháp ghép nối DFIG khác là giải pháp ghép với bộ biến đổi công suất ở phía rotor (cấu trúc điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor), giải pháp này có kích thước giảm và tổn hao công suất ở rotor giảm so với giải pháp bộ biến đổi công suất nằm ở stator.

2.2.2 Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor

Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor được thể hiện ở hình 2.7.



Hình 2.7: Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor

Hệ thống gồm: 2 máy điện dị bộ nguồn kép DFIG1 và DFIG2 có số cặp cực bằng nhau $q_1=q_2=q$, các khâu xử lý tín hiệu và mạch điều khiển dòng điện.

Nguyên lý hoạt động của hệ thống như sau:

DFIG1 có stator được nối trực tiếp với lưới điện nên tần số góc điện áp stator DFIG1 ω_{s1} bằng với tần số góc của điện áp lưới: $\omega_{s1} = \omega_g$.

Tần số góc của điện áp rotor DFIG1 là $\omega_{r1} = \omega_{s1} - q.\omega$, tần số này được giữ nguyên qua các khâu xử lý tín hiệu và khâu điều khiển dòng điện, nên mạch điện rotor của DFIG2 có tần số góc là: $\omega_{r2} = \omega_{r1} = (\omega_{s1} - q.\omega)$.

Tần số góc điện áp stator DFIG2 là:

$$\omega_{s2} = q.\omega + \omega_{r2} = q.\omega + (\omega_{s1} - q.\omega) = \omega_{s1} = \omega_g$$

Vậy tần số góc điện áp stator của DFIG2 ω_{s2} luôn bằng với tần số góc của điện lưới ω_g và hoàn toàn không phụ thuộc vào tốc độ quay của rotor ω . Với tính chất tự nhiên này, hệ thống có khả năng bám điện áp lưới rất tốt và bền vững.

Trong cấu trúc hệ thống, DFIG1 không có chức năng phát công suất lên lưới mà chỉ có chức năng tạo các tín hiệu đồng dạng ở rotor, làm các tín hiệu đầu vào cho các khâu xử lý tín hiệu. Vì vậy, có thể lựa chọn DFIG1 là loại DFIG có kích thước và công suất nhỏ để giảm tổn thất công suất, giảm giá thành và giảm kích thước của hệ thống.

Các tín hiệu ở các khâu của cấu trúc này đều là các tín hiệu đồng dạng với tín hiệu điện áp cảm ứng ở rotor của DFIG1. Do vậy, phương pháp điều khiển DFIG theo cấu trúc này còn gọi là phương pháp điều khiển trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor.

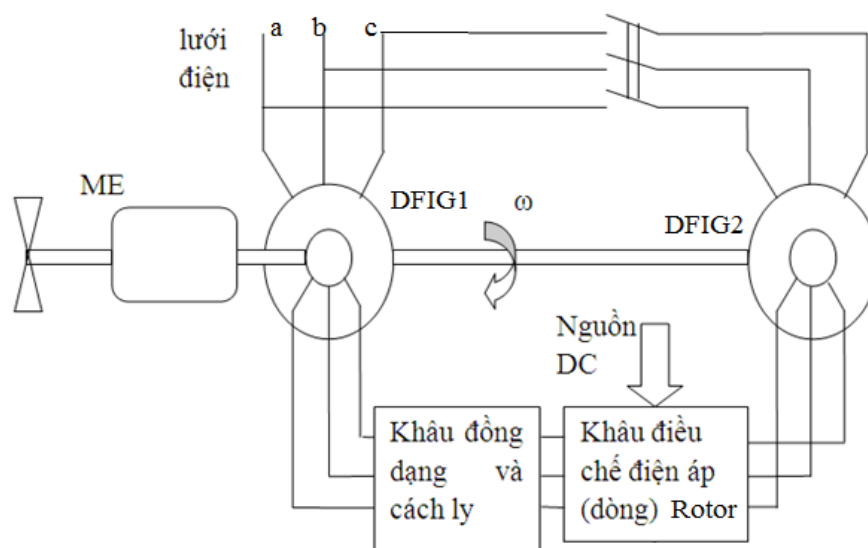
Ưu điểm đầu tiên của cấu trúc này như đã thấy là tần số điện áp của máy phát luôn trùng với tần số của điện áp lưới, và không phụ thuộc vào tốc độ quay của rotor, vì vậy cấu trúc này rất phù hợp ứng dụng trong máy phát đồng trục trên tàu thủy và hệ thống phát điện sức gió trong điều kiện tốc độ bị thay đổi. Các vấn đề còn lại là: giải quyết vấn đề trùng pha, trùng biên độ giữa điện áp máy phát với điện áp lưới trước khi hòa đồng bộ với lưới; và điều khiển các

thành phần công suất của máy phát đưa lên lưới sau khi hòa đồng bộ với lưới. Các vấn đề này sẽ được làm rõ ở khi ta phân tích mô hình toán của cấu trúc ghép nối này ứng dụng trong hệ thống phát điện.

2.3 Mô hình toán hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor

2.3.1 Cấu trúc và nguyên lý hoạt động

Kết cấu của hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor được thể hiện đơn giản hóa ở hình 2.8.



Hình 2.8: Cấu trúc hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor

Hệ thống gồm:

- Cơ năng lấy từ hộp số ME có trục được nối với DFIG1 và DFIG2.
- DFIG1: là máy điện dị bộ nguồn kép công suất nhỏ có tác dụng tạo tín hiệu suất điện động cảm ứng đồng dạng ở rotor.
- Khâu đồng dạng và cách ly: là mạch khuếch đại tín hiệu sử dụng khuếch đại thuật toán với trở kháng đầu vào vô cùng lớn.
- Mạch điều khiển dòng điện, điện áp rotor cho DFIG2
- DFIG2: là máy phát dị bộ nguồn kép có tác dụng phát ra điện áp hòa với lưới điện.

DFIG1 và DFIG2 có số cặp cực bằng nhau, được nối cứng trực với nhau sao cho tọa độ dây quấn ở rotor và stator của 2 máy trùng với nhau.

Vì trong hệ thống có 2 DFIG, nên các đại lượng và thông số của các DFIG được ký hiệu để phân biệt như sau: chỉ số 1 cho DFIG1, chỉ số 2 cho DFIG2, ví dụ: 1R là điện trở của DFIG1, 2L là điện cảm của DFIG2.

Theo mục 2.2.2, tần số góc của điện áp stator DFIG2 là ${}^2\omega_s$ luôn bằng với tần số góc của điện áp lưới ω_g và hoàn toàn không phụ thuộc vào tốc độ quay của rotor ω , vậy tần số của điện áp và dòng điện của máy phát lên lưới luôn bằng với tần số điện áp lưới. Với tính chất tự nhiên này, hệ thống có khả năng bám điện áp lưới rất tốt và bền vững.

2.3.2 Mô hình toán DFIG1 và DFIG2

Phương trình mô tả máy điện dị bộ nguồn kép trên hệ tọa độ tựa theo điện áp lưới, ứng dụng cho DFIG1 có hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} {}^1\underline{u}_s^f = {}^1R_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f + \frac{d({}^1\underline{\psi}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^1\underline{\psi}_s^f \\ {}^1\underline{u}_r^f = {}^1R_r \cdot {}^1\underline{i}_r^f + \frac{d({}^1\underline{\psi}_r^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^1\underline{\psi}_r^f \\ {}^1\underline{\psi}_s^f = {}^1\underline{i}_s^f \cdot {}^1L_s + {}^1\underline{i}_r^f \cdot {}^1L_m \\ {}^1\underline{\psi}_r^f = {}^1\underline{i}_s^f \cdot {}^1L_m + {}^1\underline{i}_r^f \cdot {}^1L_r \end{cases} \quad (2.65.a,b,c,d)$$

Vì điện trở của khâu đồng dạng và cách ly lớn, nên rotor của DFIG1 gần như hở mạch, nên ${}^1\underline{i}_r^f = 0$, thay vào phương trình (2.65c) và (2.65d), có từ thông stator và rotor của DFIG1 như sau:

$$\begin{cases} {}^1\underline{\psi}_s^f = {}^1\underline{i}_s^f \cdot {}^1L_s \\ {}^1\underline{\psi}_r^f = {}^1\underline{i}_s^f \cdot {}^1L_m \end{cases} \quad (2.66.a,b)$$

Thay ${}^1\underline{i}_r^f = 0$ và các phương trình từ thông (2.66.a,b) vào phương trình (2.65a) và (2.65b), có phương trình điện áp ở stator và rotor DFIG1 như sau:

$$\begin{cases} {}^1\underline{u}_s^f = {}^1R_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f + {}^1L_s \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^1L_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f \\ {}^1\underline{u}_r^f = {}^1L_m \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^1L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f \end{cases} \quad (2.67.a,b)$$

Tương tự, tập hợp hệ phương trình mô tả máy điện dị bộ nguồn kép trên hệ tọa độ quay theo vector điện áp lưới, áp dụng cho DFIG2, có hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} {}^2\underline{u}_s^f = {}^2R_s \cdot {}^2\underline{i}_s^f + \frac{d({}^2\underline{\psi}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^2\underline{\psi}_s^f \\ {}^2\underline{u}_r^f = {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_r^f + \frac{d({}^2\underline{\psi}_r^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^2\underline{\psi}_r^f \\ {}^2\underline{\psi}_s^f = {}^2\underline{i}_s^f \cdot {}^2L_s + {}^2\underline{i}_r^f \cdot {}^2L_m \\ {}^2\underline{\psi}_r^f = {}^2\underline{i}_s^f \cdot {}^2L_m + {}^2\underline{i}_r^f \cdot {}^2L_r \end{cases} \quad (2.68.a,b,c,d)$$

Để có kết quả mô hình toán thuận lợi cho quá trình điều khiển, cần phải xét hệ thống ở chế độ trước và sau khi hòa đồng bộ với lưới.

2.3.3 Mô hình hệ thống khi DFIG2 chưa hòa với lưới điện

DFIG2 chưa nối với lưới điện, tức là chưa có dòng điện phát ra ở stator của DFIG2 hay ${}^2\underline{i}_s^f = 0$, và dòng điện rotor lúc này là ${}^2\underline{i}_r^f = {}^2\underline{i}_{r0}^f$, thay ${}^2\underline{i}_s^f = 0$ và ${}^2\underline{i}_r^f = {}^2\underline{i}_{r0}^f$ vào phương trình (2.68c) và (2.68d), nhận được từ thông stator và rotor như sau:

$$\begin{cases} {}^2\underline{\psi}_s^f = {}^2\underline{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_m \\ {}^2\underline{\psi}_r^f = {}^2\underline{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_r \end{cases} \quad (2.69.a,b)$$

Thay các giá trị từ thông vào phương trình (2.68a) và (2.68b), có phương trình điện áp của stator và rotor của DFIG2 như sau:

$$\begin{cases} {}^2\underline{u}_s^f = {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\underline{i}_{r0}^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^2L_m \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f \\ {}^2\underline{u}_r^f = {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f + {}^2L_r \cdot \frac{d({}^2\underline{i}_{r0}^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^2L_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f \end{cases} \quad (2.70.a,b)$$

Điện áp ra rotor của DFIG1 (ở phương trình 2.65b), qua khâu đồng dạng và cách ly, tạo điện áp là \underline{u}_{ss}^f như sau:

$$\underline{u}_{ss}^f = G_{ss} \cdot \underline{u}_r^f = G_{ss} \cdot ({}^1L_m \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^1L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f) \quad (2.71)$$

Ở khâu điều chế điện áp rotor DFIG2, bù thêm thành phần ${}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f$, vậy điện áp đưa vào rotor của DFIG2 là:

$${}^2\underline{u}_r^f = {}^1\underline{u}_{ss}^f + {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f = {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f + G_{ss} ({}^1L_m \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^1L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f) \quad (2.72)$$

So sánh với phương trình điện áp rotor của DFIG2 ở phương trình (2.70b) có:

$$\begin{aligned} {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f + G_{ss} ({}^1L_m \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^1L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f) &= {}^2R_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f + {}^2L_r \cdot \frac{d({}^2\underline{i}_{r0}^f)}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot {}^2L_r \cdot {}^2\underline{i}_{r0}^f \\ \Rightarrow {}^2\underline{i}_{r0}^f &= K_{12} \cdot {}^1\underline{i}_s^f \quad (\text{với } K_{12} = G_{ss} \cdot {}^1L_m / {}^2L_r) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Thay ${}^2\underline{i}_{r0}^f = K_{12} \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ vào phương trình điện áp stator của DFIG2 (2.70a) nhận được:

$${}^2\underline{u}_s^f = K_{12} ({}^2L_m \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^2L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f) \quad (2.74)$$

Nghiên cứu lại phương trình (2.65a) là phương trình điện áp stator của DFIG1: ${}^1\underline{u}_s^f = {}^1R_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f + {}^1L_s \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^1L_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ (2.65.a)

Ta có nhận xét như sau:

- ${}^1\underline{u}_s^f$ là điện áp của lưới điện.
- DFIG1 có rotor hở mạch nên không có từ trường phản ứng, không có phản ứng phản ứng và tất cả các đại lượng và thông số trong phương trình (2.65a) đều là không đổi, nên độ lệch pha của thành phần điện áp

${}^1\underline{u}_{sl}^f = {}^1L_s \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^1L_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ so với điện áp của lưới

${}^1\underline{u}_s^f = {}^1R_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f + {}^1L_s \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot {}^1L_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ là không đổi.

- So sánh thành phần điện áp ${}^1\underline{u}_{sl}^f = {}^1L_s \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^1L_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ với điện áp đầu ra của của DFIG2: ${}^2\underline{u}_s^f = K_{12} ({}^2L_m \cdot \frac{d({}^1\underline{i}_s^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^2L_m \cdot {}^1\underline{i}_s^f)$ ta thấy ${}^2\underline{u}_s^f / {}^1\underline{u}_{sl}^f = K_{12} \cdot {}^2L_m / {}^1L_s = const$, vậy ${}^2\underline{u}_s^f$ trùng pha với thành phần ${}^1\underline{u}_{sl}^f$.

Tới đây, ta có các kết quả quan trọng của hệ thống phát điện khi chưa hòa với lưới như sau:

- Điện áp đầu ra của máy phát luôn lệch pha so với điện áp lưới một góc $\alpha = const$ rất nhỏ và hoàn toàn không phụ thuộc vào tốc độ lai của máy chính.
- Vì độ lệch pha với góc α là cố định, nên để giải quyết việc triệt tiêu góc lệch pha này, ta chỉ cần xoay lệch trục DFIG1 và DFIG2 một góc α để bù lại sự lệch pha, hoặc độ lệch pha này rất nhỏ (do thành phần ${}^1R_s \cdot {}^1\underline{i}_s^f$ rất nhỏ so với điện áp lưới), nên có thể bỏ qua không cần hiệu chỉnh.
- Biên độ điện áp đầu ra của máy phát có thể điều chỉnh hoàn toàn tuyến tính thông qua điều chỉnh giá trị G_{ss} . Giả thiết để biên độ đầu ra của máy phát trùng với biên độ điện áp lưới, ta phải chỉnh giá trị $G_{ss} = G_0$. Có thể tìm G_0 từ hệ phương trình:

$$\begin{cases} {}^2\underline{u}_s^f / {}^1\underline{u}_{sl}^f = K_{12} \cdot {}^2L_m / {}^1L_s = 1 \\ K_{12} = G_{ss} \cdot {}^1L_m / {}^2L_r \end{cases} \quad (2.75)$$

Từ hệ phương 2.75, tính được G_0 như sau:

$$G_0 = K_{12} \cdot {}^2L_r / {}^1L_m = ({}^1L_s \cdot {}^2L_r) / ({}^1L_m \cdot {}^2L_m) \quad (2.76)$$

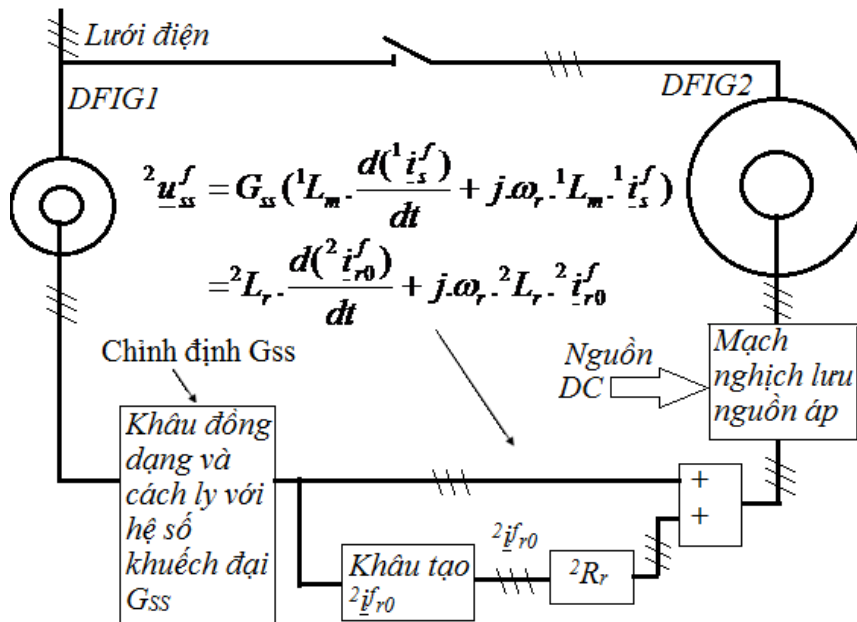
Như vậy có thể kết luận: trong trường hợp máy phát chưa nối với lưới, để điện áp đầu ra của máy phát trùng pha, trùng biên độ, trùng tần số với lưới ta thực hiện các khâu hiệu chỉnh và điều chỉnh sau:

- Giải quyết vấn đề trùng tần số giữa điện áp ra của máy phát với điện áp của lưới điện: ta thấy luôn được thỏa mãn (theo phần 2.2.2).
- Giải quyết vấn đề về trùng pha giữa điện áp máy phát và điện áp lưới: ta xoay lệch trục không gian giữa DFIG1 và DFIG2 một góc α để bù lại phần lệch pha, hoặc độ lệch này rất nhỏ có thể bỏ qua không cần hiệu chỉnh.

• Giải quyết vấn đề về trùng biên độ giữa điện áp máy phát với điện áp lưới ta thực hiện 2 khâu hiệu chỉnh:

- Bù thành phần điện áp ${}^2R_r \cdot {}^2i_{r0}^f$ của rotor DFIG2 để có mối quan hệ điện áp stator giữa DFIG1 và DFIG2 là tỉ lệ.
- Chỉnh hệ số khuếch đại G_{SS} ở khâu đồng dạng và cách ly để điều chỉnh biên độ điện áp đầu ra của máy phát bằng biên độ của điện áp lưới.

Thấy rằng, ba khâu hiệu chỉnh trên đều không đổi, sau khi thiết kế các mạch hiệu chỉnh ở chế độ trước khi hòa đồng bộ, ta sẽ giữ nguyên trong chế độ hòa đồng bộ. Cuối cùng, ta có mô hình hệ thống khi chưa hòa với lưới được thể hiện như hình 2.9:



Hình 2.9: Sơ đồ khối hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor với mạch nghịch lưu nguồn áp khi chưa hòa lưới

Trong mô hình trên có khâu tạo dòng ${}^2i_{r0}^f$, cần phân tích cấu tạo của khâu này.

Vì rotor của DFIG1 hở mạch, nên không có dòng chạy qua (hay ${}^1i_r^r=0$), nên phương trình điện áp rotor DFIG1 trên tọa độ cuộn dây rotor như sau:

$${}^1\underline{u}_r^r = {}^1R_r \cdot {}^1i_r^r + \frac{d({}^1\underline{\psi}_r^r)}{dt} = {}^1L_m \cdot \frac{d({}^1i_s^f)}{dt} \quad (2.77)$$

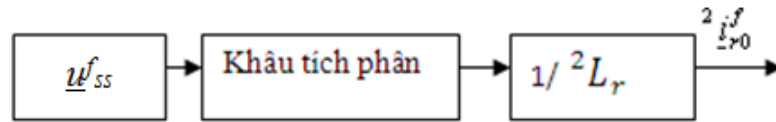
Từ phương trình (2.73), ta có ${}^1\dot{i}_s^r = {}^2\dot{i}_{r0}^r / K_{12}$, thay ${}^1\dot{i}_s^r = {}^2\dot{i}_{r0}^r / K_{12}$ vào phương trình (2.77) có:

$${}^2\dot{i}_{r0}^r = \frac{K_{12}}{{}^1L_m} \int ({}^1\dot{u}_r^r) dt \quad (2.78)$$

Từ phương trình (2.75b) ta có $K_{12} = G_{SS} \cdot {}^1L_m / {}^2L_r$, thay vào phương trình (2.78) ta có:

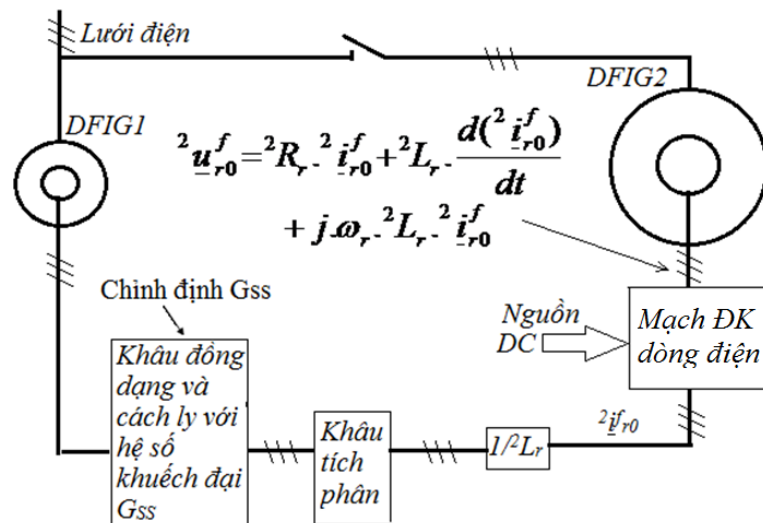
$${}^2\dot{i}_{r0}^r = \frac{1}{{}^2L_r} \int (K_{SS} \cdot {}^1\dot{u}_r^r) dt = \frac{1}{{}^2L_r} \int (u_{SS}^r) dt \quad (2.79)$$

Vậy có được khâu tạo dòng ${}^2\dot{i}_{r0}^f$ như sau:



Hình 2.10: Sơ đồ khối khâu tạo ${}^2\dot{i}_{r0}^f$

Trên đây là mô hình hệ thống hệ phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor với mạch điều khiển theo điện áp. Tuy nhiên, hệ thống với mạch điều khiển theo điện áp sẽ gây một số khó khăn trong quá trình tính toán điều khiển hệ thống sau này, vì vậy dựa vào mô hình hệ thống trên, ta xây dựng mô hình trên cơ sở mạch điều khiển theo dòng điện, được thể hiện như hình 2.11:



Hình 2.11: Sơ đồ khối hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor với mạch điều khiển dòng điện khi chưa hòa lưới

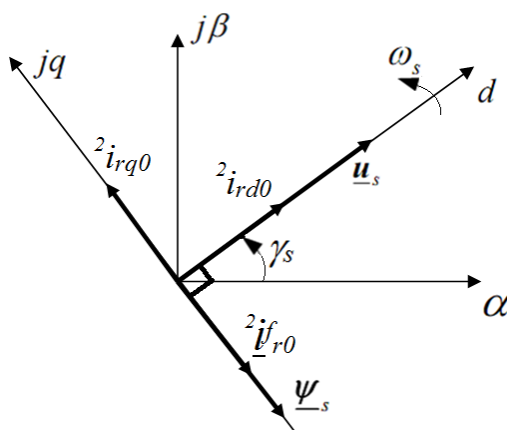
Các thành phần dòng điện rotor:

Phương trình điện áp stator của DFIG2 trên tọa độ cuộn dây stator (bỏ qua thành phần điện áp rơi trên điện trở) là ${}^2\underline{u}_s = \frac{d({}^2\underline{\psi}_s)}{dt}$ hoặc:

$${}^2\underline{u}_s = j \cdot \omega_s \cdot {}^2\underline{\psi}_s \quad (2.80)$$

Phương trình (2.80) cho thấy từ thông stator luôn chậm pha so với điện áp stator một góc khoảng 90° , và thành phần dòng ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ là thành phần tạo ra từ thông chính sinh ra điện áp ở stator, nên ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ trùng pha với từ thông chính, hay ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ chậm pha so với điện áp stator một góc 90° , vậy pha của $(-{}^2\underline{i}_{r0}^f)$ chính là pha của dòng điện rotor ngang trục tựa theo vector điện áp lưới (${}^2i_{rq}$), và pha của dòng điện rotor dọc trục tựa theo vector điện áp lưới ${}^2i_{rd}$ sẽ chính là pha của $(-{}^2\underline{i}_{r0}^f)$ trừ đi góc $\pi/2$, hay là pha của ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ cộng một góc $\pi/2$.

Vậy trong tọa độ tựa theo điện áp lưới, thành phần dòng điện đơn vị dọc trục của rotor (${}^2i_{rd0}$) có thể được tạo ra bằng cách cộng thêm pha của ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ một góc $\pi/2$. Thành phần dòng điện đơn vị ngang trục của rotor (${}^2i_{rq0}$) có thể được tạo ra bằng cách đảo pha ${}^2\underline{i}_{r0}^f$. Quá trình tạo các thành phần dòng điện đơn vị dọc trục và ngang được thể hiện ở đồ thị vector hình 2.12.



Hình 2.12: Đồ thị vector quá trình tạo các thành phần dòng điện rotor DFIG2

Do ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ không đổi nên các thành phần dòng điện đơn vị ${}^2i_{rd0}$ và ${}^2i_{rq0}$ cũng không đổi. Vì vậy, ngay sau các tín hiệu thành phần dòng điện đơn vị ${}^2i_{rd0}$, ${}^2i_{rq0}$,

nếu thiết lập thêm các khâu khuếch đại, ta có thể điều khiển được độ lớn của các thành phần dòng điện dọc trục và ngang trục của rotor DFIG2.

2.3.4 Mô hình hệ thống sau khi DFIG2 hòa với lưới điện

Giả sử yêu cầu của máy phát là phải phát ra lưới điện dòng điện tải là ${}^2\dot{i}_s^f$, ta phải điều chỉnh dòng rotor có giá trị như sau: ${}^2\dot{i}_r^f = {}^2\dot{i}_{r0}^f + {}^2\dot{i}_{rt}^f$, với ${}^2\dot{i}_{r0}^f$ là thành phần dòng điện rotor ở chế độ không tải đã được điều chế cố định ở phần 2.3.3.

Như vậy ta phải điều chế thành phần dòng rotor bổ sung ${}^2\dot{i}_{rt}^f$ để stator của máy phát bơm ra lưới điện dòng ${}^2\dot{i}_s^f$ mà vẫn đảm bảo điện áp ra các cực stator của máy phát cùng pha, cùng tần số, cùng biên độ với điện áp lưới.

Thay ${}^2\dot{i}_r^f = {}^2\dot{i}_{r0}^f + {}^2\dot{i}_{rt}^f$ và ${}^2\dot{i}_s^f$ vào phương trình (2.68c), nhận được từ thông stator DFIG2 như sau:

$${}^2\underline{\psi}_s^f = {}^2\dot{i}_s^f \cdot {}^2L_s + ({}^2\dot{i}_{r0}^f + {}^2\dot{i}_{rt}^f) \cdot {}^2L_m \quad (2.81)$$

Thay từ thông stator ${}^2\underline{\psi}_s^f$ vào phương trình (2.68a), điện áp đầu ra stator DFIG2 như sau:

$${}^2\underline{u}_s^f = {}^2R_s \cdot {}^2\dot{i}_s^f + {}^2L_s \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_s^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{r0}^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{rt}^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_s^f \cdot {}^2L_s + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_m + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{rt}^f \cdot {}^2L_m \quad (2.82)$$

Vì điện áp rơi trên điện trở stator 2R_s có thể bỏ qua được so với tổng điện áp rơi trên các thành phần còn lại nên:

$${}^2\underline{u}_s^f = {}^2L_s \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_s^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{r0}^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{rt}^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_s^f \cdot {}^2L_s + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_m + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{rt}^f \cdot {}^2L_m \quad (2.83)$$

Vì DFIG2 nối với lưới, nên điện áp ra stator DFIG2 luôn bằng điện áp lưới và không đổi. Do vậy, so sánh phương trình (2.83) với phương trình (2.70b) có được:

$$\begin{aligned} {}^2\underline{u}_s^f &= {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{r0}^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_m = \\ & {}^2L_s \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_s^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{r0}^f)}{dt} + {}^2L_m \cdot \frac{d({}^2\dot{i}_{rt}^f)}{dt} + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_s^f \cdot {}^2L_s + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{r0}^f \cdot {}^2L_m + j\omega_s \cdot {}^2\dot{i}_{rt}^f \cdot {}^2L_m \end{aligned}$$

Cân bằng phương trình ta có:

$${}^2\dot{i}_{rt}^f = -({}^2L_s / {}^2L_m) \cdot {}^2\dot{i}_s^f \quad (2.84)$$

Viết lại phương trình (2.84) theo các thành phần dòng điện dọc trục và ngang trục ta có:

$$\begin{cases} {}^2i_{sd} = -({}^2L_m/{}^2L_s)^2i_{rd} \\ {}^2i_{sq} = -({}^2L_m/{}^2L_m)^2i_{rtq} \end{cases} \quad (2.85.a,b)$$

Vấn đề về công suất:

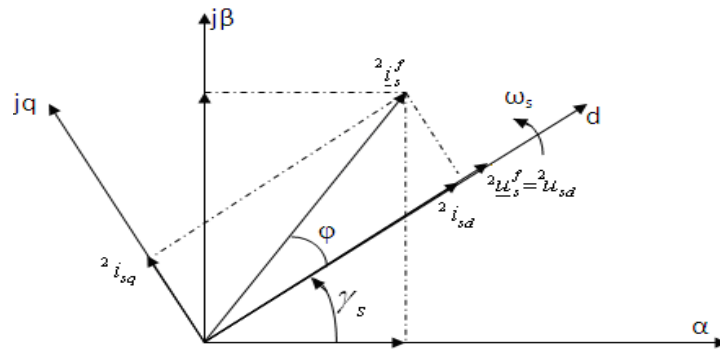
Công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát DFIG2 là:

$$\begin{cases} P = 3 \cdot {}^2U_s \cdot {}^2I_s \cdot \cos\varphi \\ Q = 3 \cdot {}^2U_s \cdot {}^2I_s \cdot \sin\varphi \end{cases} \quad (2.86.a,b)$$

Với ${}^2U_s, {}^2I_s$ là điện áp và cường độ dòng điện hiệu dụng một pha của máy phát, φ là độ lệch pha giữa điện áp và dòng điện trên một pha của máy phát.

Biểu diễn vector điện áp và dòng điện stator của máy phát trên tọa độ tựa theo điện áp lưới dq quay với vận tốc góc ω_s là ${}^2\underline{u}_s^f$ và ${}^2\underline{i}_s^f$, góc lệch pha giữa ${}^2\underline{u}_s^f$ và ${}^2\underline{i}_s^f$ vẫn là φ (hình 2.13), độ dài của vector ${}^2\underline{u}_s^f$ và ${}^2\underline{i}_s^f$ (ký hiệu là $|{}^2\underline{u}_s^f|$ và $|{}^2\underline{i}_s^f|$) chính là biên độ của điện áp và dòng điện nên ta có:

$$|{}^2\underline{u}_s^f| = {}^2U_s \cdot \sqrt{2}; |{}^2\underline{i}_s^f| = {}^2I_s \cdot \sqrt{2} \quad (2.87)$$



Hình 2.13: Vector dòng điện và điện áp stator DFIG2 trên tọa độ tựa theo điện áp lưới

Từ hình 2.13 có:

$$\begin{cases} {}^2u_{sd} = |{}^2\underline{u}_s^f| \\ {}^2i_{sd} = |{}^2\underline{i}_s^f| \cdot \cos\varphi \\ {}^2i_{sq} = |{}^2\underline{i}_s^f| \cdot \sin\varphi \end{cases} \quad (2.88.a,b,c)$$

Thay các phương trình (2.88.a,b,c) và các phương trình (2.87) vào các phương trình (2.86.a,b) có:

$$\begin{cases} P = (3/2) \cdot {}^2u_{sd} \cdot {}^2i_{sd} \\ Q = (3/2) \cdot {}^2u_{sd} \cdot {}^2i_{sq} \end{cases} \quad (2.89.a,b)$$

Thay ${}^2i_{sd}$ ở phương trình (2.85a) và ${}^2i_{sq}$ ở phương trình (2.85b) vào các phương trình (2.89.a,b) có:

$$\begin{cases} P = -(3/2) \cdot {}^2u_{sd} \cdot {}^2i_{rd} \cdot ({}^2L_m / {}^2L_s) \\ Q = -(3/2) \cdot {}^2u_{sd} \cdot {}^2i_{rq} \cdot ({}^2L_m / {}^2L_s) \end{cases} \quad (2.90.a,b)$$

Theo phần 2.3.3, các thành phần dòng điện đơn vị dọc trục và ngang trục của rotor DFIG2 (${}^2i_{rd0}, {}^2i_{rq0}$) là không đổi, và có thể điều khiển độ lớn dòng điện dọc trục ${}^2i_{rd}$ và ngang trục ${}^2i_{rq}$ bằng cách thay đổi các hệ số khuếch đại (đặt ngay sau các tín hiệu ${}^2i_{rd0}, {}^2i_{rq0}$), nên ta có:

$$\begin{cases} {}^2i_{rd} = G_P \cdot {}^2i_{rd0} \\ {}^2i_{rq} = G_Q \cdot {}^2i_{rq0} \end{cases} \quad (2.91.a,b)$$

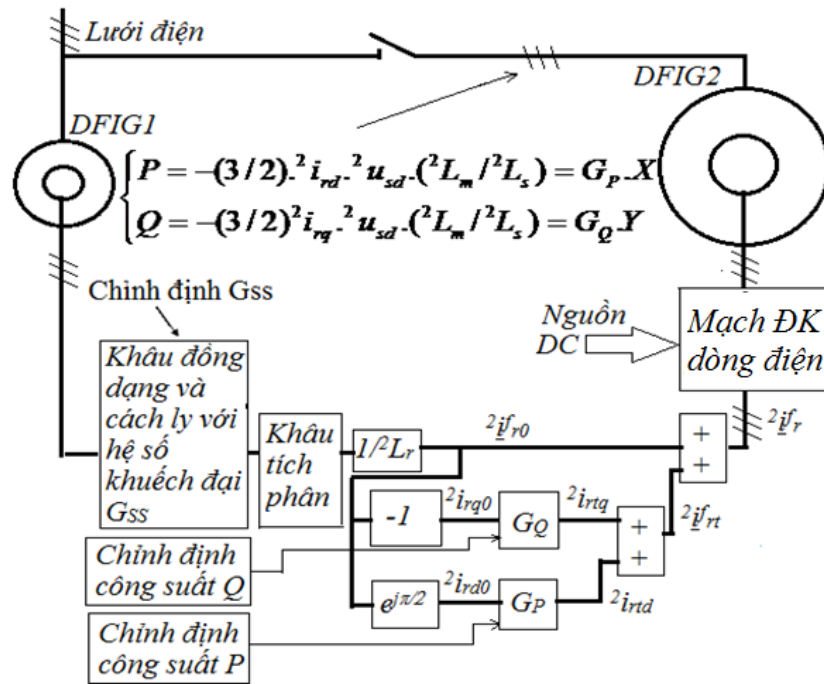
Thay ${}^2i_{rd}$ và ${}^2i_{rq}$ để tính P và Q có:

$$\begin{cases} P = -(3/2) \cdot (G_P \cdot {}^2i_{rd0}) \cdot {}^2u_{sd} \cdot ({}^2L_m / {}^2L_s) = G_P \cdot X \\ Q = -(3/2) \cdot (G_Q \cdot {}^2i_{rq0}) \cdot {}^2u_{sd} \cdot ({}^2L_m / {}^2L_s) = G_Q \cdot Y \end{cases} \quad (2.92.a,b)$$

Với X, Y là các thành phần không đổi vì trong tọa độ quay theo điện áp lưới, các thành phần ${}^2u_{sd}, {}^2i_{rd0}, {}^2i_{rq0}$ đều không đổi.

Vậy để điều chỉnh công suất tác dụng P của máy phát bơm ra lưới điện ta chỉ cần phải điều chỉnh hệ số G_P , điều chỉnh công suất phản kháng Q của máy phát bơm ra lưới điện ta chỉ cần phải điều chỉnh hệ số G_Q .

Sơ đồ khối mô hình tổng thể của hệ thống với mạch nghịch lưu nguồn dòng thể hiện ở hình 2.14:



Hình 2.14: Sơ đồ khối mô hình hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor khi hòa lưới

Thấy rằng các thành phần công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q tỉ lệ với các hệ số G_P và G_Q . Như vậy, có thể điều chỉnh dễ dàng các thành phần công suất của máy phát bơm ra lưới bằng cách thay đổi các hệ số G_P và G_Q . Tuy nhiên, để điều chỉnh G_P và G_Q cần phải thực hiện qua thiết bị điều khiển.

2.3.5 Các ưu điểm của cấu trúc phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor

Phương pháp điều khiển DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor đã đáp ứng được rất tốt các vấn đề trùng pha, trùng biên độ, trùng tần số giữa điện áp ra của máy phát với điện áp của lưới điện.

Trong quá trình khảo sát cho thấy tín hiệu điện áp đồng dạng sẽ phản ứng tự nhiên tức thời khi điện áp lưới hoặc tốc độ rotor thay đổi. Vì vậy, phương pháp điều khiển DFIG dựa trên tín hiệu đồng dạng rotor sẽ cho kết quả điện áp đầu ra luôn bám theo điện áp lưới ngay cả khi điện áp lưới thay đổi hay tốc độ rotor của DFIG thay đổi. Do đó, mô hình này rất phù hợp ứng dụng trong máy phát tốc độ thay đổi để hòa với lưới điện

Mô hình có các khâu điều khiển các thành phần công suất cung cấp ra lưới điện rất đơn giản và hiệu quả: thành phần công suất tác dụng P tỷ lệ với hệ số G_P , thành phần công suất phản kháng Q tỷ lệ thuận với hệ số G_Q . Vì vậy, việc thiết kế bộ điều khiển các thành phần công suất sau này sẽ rất đơn giản. Bộ điều khiển trong hệ thống không phải tính toán nhiều nên không cần chọn chip điều khiển cấu hình cao, dẫn đến hạ giá thành bộ điều khiển của hệ thống.

Các mạch trong hệ thống đều là các mạch liên tục nên kết quả điện áp ra của máy phát hoàn toàn liên tục và sẽ có dạng sin chuẩn.

Nhận xét và kết luận chương 2

Trong chương 2, tác giả đã đề xuất và chứng minh mô hình hệ thống phát điện sử dụng DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor bằng các mô hình toán. Bước đầu chỉ ra các ưu điểm của mô hình đề xuất như:

Cấu trúc phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor đáp ứng được rất tốt các vấn đề trùng pha, trùng biên độ, trùng tần số giữa điện áp ra của máy phát với điện áp của lưới điện ngay cả khi điện áp lưới hay tốc độ rotor của DFIG thay đổi.

Mô hình có các khâu điều khiển các thành phần công suất cung cấp ra lưới điện rất đơn giản. Vì vậy, việc thiết kế bộ điều khiển các thành phần công suất sau này sẽ đơn giản, dẫn đến hạ giá thành bộ điều khiển của hệ thống.

Các mạch trong hệ thống đều là các mạch liên tục, nên kết quả điện áp ra của máy phát hoàn toàn liên tục và sẽ có dạng sin chuẩn.

Các khâu trong hệ thống gồm:

- *DFIG1*: là máy điện dị bộ nguồn kép công suất nhỏ, stator được nối trực tiếp với điện áp lưới, rotor hoạt động ở chế độ hở mạch. DFIG1 có tác dụng tạo tín hiệu suất điện động cảm ứng đồng dạng ở rotor.
- *Khâu đồng dạng và cách ly*: là mạch khuếch đại tín hiệu sử dụng IC khuếch đại thuật toán, với trở kháng đầu vào vô cùng lớn để rotor của DFIG1 hoạt động ở chế độ hở mạch.
- *Khâu tích phân*: thực hiện tích phân tín hiệu ở đầu ra của khâu đồng dạng và cách ly.
- *Các khâu khuếch đại tín hiệu G_P , G_Q và khâu đảo pha “-1”* được xây dựng bằng các IC khuếch đại thuật toán.
- *Khâu xoay 90° ($e^{j.\pi/2}$)*: có nhiệm vụ tạo tín hiệu đầu ra vượt trước tín hiệu đầu vào một góc 90° .
- *Mạch công suất điều khiển dòng điện*: tạo ra dòng điện để đưa vào rotor của DFIG2. Mạch này có độ lớn dòng điện đầu ra bằng tín hiệu điện áp đầu vào.
- *DFIG2*: là máy phát điện dị bộ nguồn kép, có nhiệm vụ phát ra điện áp và dòng điện hòa với lưới điện.

DFIG1 và *DFIG2* có số cặp cực bằng nhau, được nối cứng trục với nhau sao cho các tọa độ góc của các cuộn dây rotor và stator của 2 máy trùng nhau.

Trong cấu trúc hệ thống, các khâu xử lý tín hiệu, mạch điều khiển dòng điện đều được thực ở mạch điện được nối trực tiếp với các cuộn dây pha của rotor DFIG1 và DFIG2. Và trong quá trình tính toán, điều khiển, các tín hiệu không phải chuyển đổi sang hệ trục tọa độ quay dq . Tuy nhiên, để làm rõ sự phù hợp và tính liên kết của các kết quả mô phỏng với các kết luận ở chương 2, tác giả chạy mô phỏng cả các đường đặc tính tín hiệu rotor của DFIG1 và DFIG2 ở hệ trục tọa độ quay theo vector điện áp lưới dq .

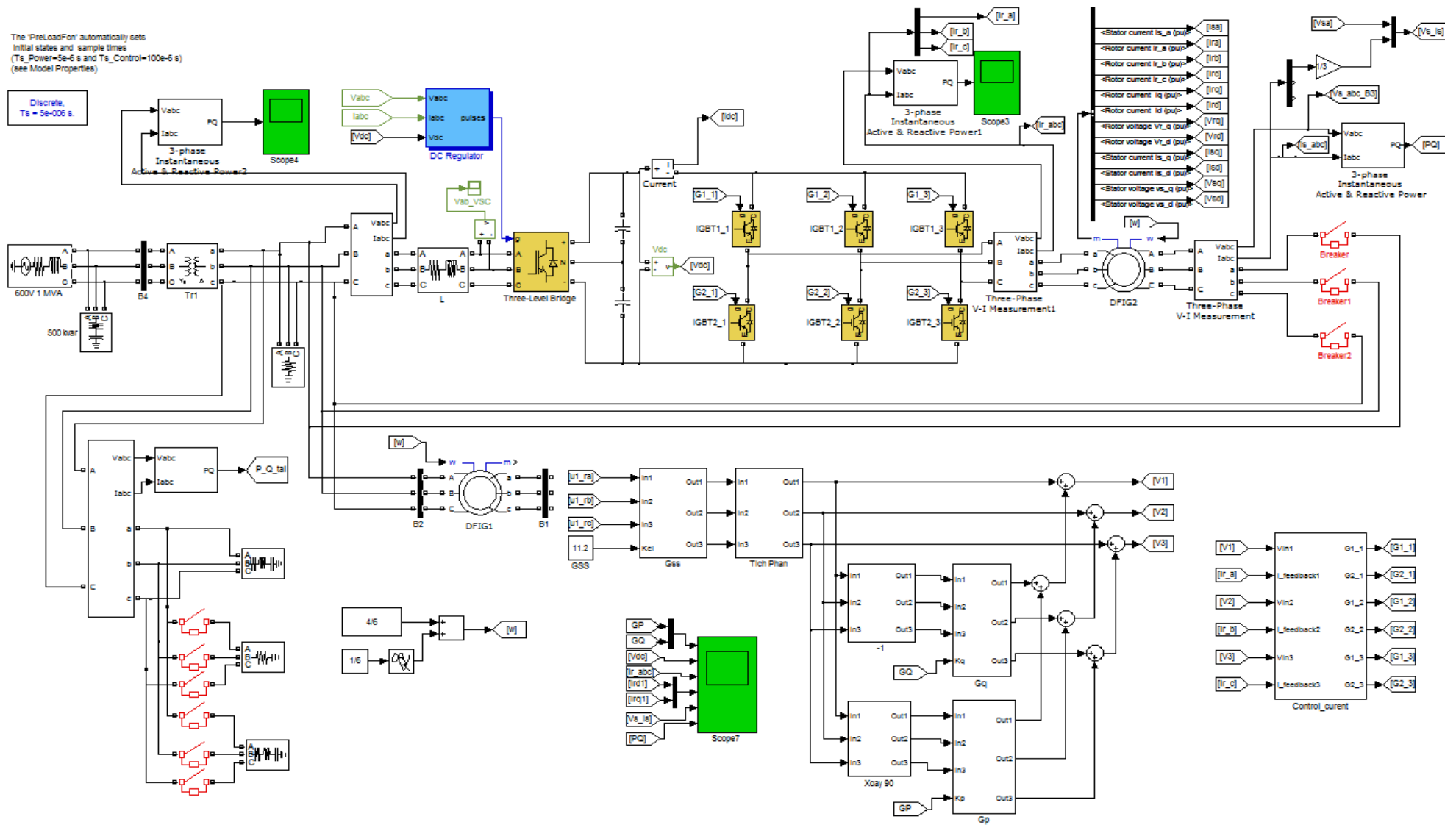
3.3 Xây dựng mô hình hệ thống

Tác giả xây dựng mô hình mô phỏng chi tiết toàn bộ các khâu trong hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor trên phần mềm Matlab-Simulink, được thể hiện đơn giản hóa ở hình 3.2, chi tiết các khâu như sau:

Các khâu khuếch đại G_{SS} , Khâu đảo pha “-1” và khâu tích phân: các khâu này sử dụng các phần tử có sẵn trong thư viện của matlab, kỹ thuật chế tạo các khâu này trong thực tế cũng rất đơn giản, thuận lợi bằng cách sử dụng các IC khuếch đại thuật toán.

Các khâu khuếch đại lập trình được G_P, G_Q (programmable gain amplifier-PGA): là các mạch khuếch đại tín hiệu với hệ số khuếch đại có thể thay đổi được bằng cách lập trình. Các công trình nghiên cứu xây dựng PGA[81][82] cho thấy: hệ số khuếch đại có thể được điều khiển hoàn toàn tuyến tính nếu tần số tín hiệu nhỏ hơn 1MHZ. Trong trường hợp cần mở rộng phạm vi hệ số khuếch đại, ta có thể thực hiện phương pháp ghép tầng các PGA[76].

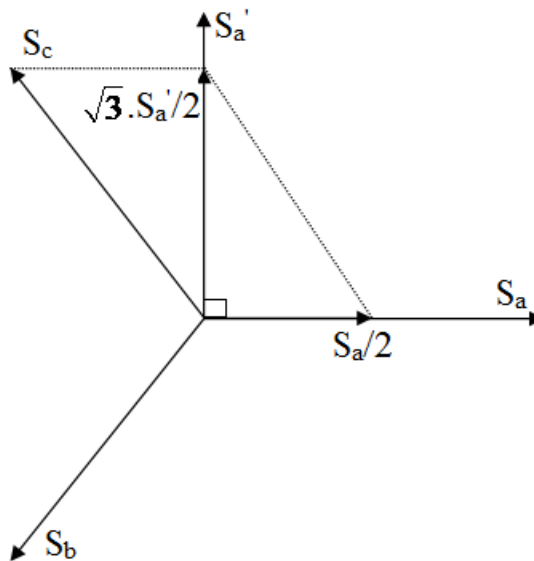
Nhiệm vụ của các PGA trong hệ thống là điều chỉnh trực tiếp các thành phần dòng điện rotor DFIG2 dọc trục và ngang trục ${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$, từ đó điều chỉnh được công suất tác dụng P , và công suất phản kháng Q của DFIG2 phát lên lưới.



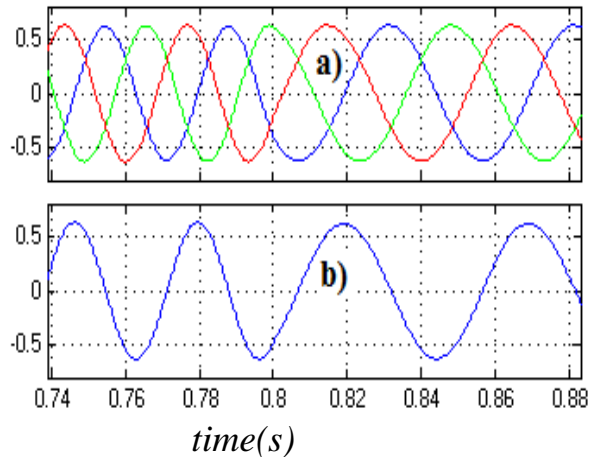
Hình 3.2: Mô hình mô phỏng hệ thống

Khâu xoay 90^0 : có nhiệm vụ tạo tín hiệu ở từng pha nhanh hơn 90^0 . Có thể thực hiện khâu này bằng cách thực hiện phép tính đạo hàm từng tín hiệu, tuy nhiên nhược điểm của phương pháp tính đạo hàm là biên độ đầu ra của tín hiệu bị thay đổi khi tần số của tín hiệu thay đổi. Vì vậy, tác giả đề xuất một phương pháp thực hiện khâu xoay 90^0 sau:

Giả sử khâu có 3 tín hiệu đầu vào là S_a, S_b, S_c và 3 tín hiệu phải tạo ở đầu ra là S_a', S_b', S_c' . Vì tín hiệu ở các pha là đối xứng nên có thể tạo tín hiệu S_a' nhanh pha hơn tín hiệu S_a một góc 90^0 bằng cách thực hiện công thức sau: $S_a' = (2/\sqrt{3}).(0.5S_a + S_c)$. Quá trình tạo S_a' được giải thích cụ thể ở đồ thị vector hình 3.3, chạy thử khâu này cho ta kết quả ở hình 3.4. Phương pháp này có ưu điểm là thực hiện đơn giản, tuy nhiên nó có nhược điểm là chỉ sử dụng được trong trường hợp các tín hiệu là ba pha đối xứng.



Hình 3.3 Đồ thị vector quá trình tạo S_a'

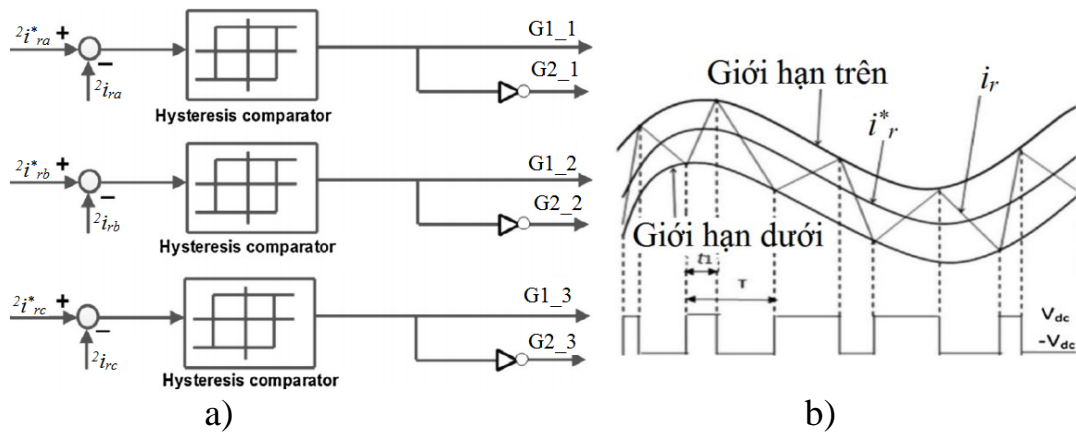


Hình 3.4: Kết quả mô phỏng khâu xoay 90°

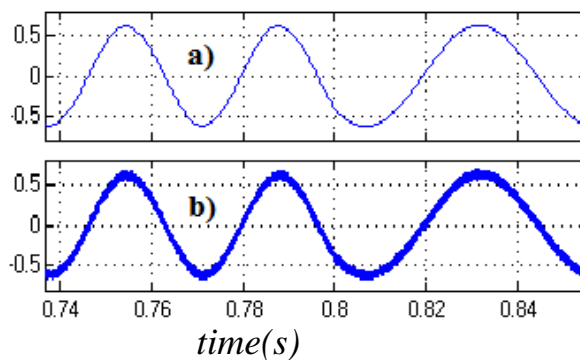
Mạch điều khiển dòng điện: các tín hiệu đầu vào của mạch được đưa đến từ các khâu xử lý tín hiệu, độ lớn của các tín hiệu đầu vào này chính là giá trị dòng điện mong muốn (${}^2i_{r_abc}^*$). Trong mô hình, tác giả điều khiển độ lớn dòng điện đầu ra bằng phương pháp Hysteresis [55][60], thể hiện ở hình 3.5.

Phương pháp điều khiển dòng điện Hysteresis được ứng dụng trong các trường hợp khi cần điều khiển giá trị dòng điện bám theo giá trị của tín hiệu mẫu cho trước. Trong mô hình đề xuất (hình 3.1), giá trị của các tín hiệu 3 pha ${}^2i_{r_abc}^*$ từ các khâu xử lý tín hiệu chính là giá trị đặt của dòng điện rotor DFIG2 (${}^2i_{r_abc}$).

Ví dụ xét pha A, nếu giá trị thực tế thực tế ${}^2i_{ra}$ nhỏ hơn giá trị đặt ${}^2i_{ra}^*$, IGBT1 mở để tăng dòng, và ngược lại, IGBT2 mở để giảm dòng. Để tránh hiện tượng trùng dẫn, trong khâu so sánh (Hysteresis comparator) có cài đặt thêm khâu trễ theo mức. Chạy mạch điều khiển dòng điện, có kết quả mô phỏng ở được thể hiện ở hình 3.6.



Hình 3.5: Điều khiển dòng điện theo phương pháp Hysteresis



Hình 3.6: Kết mô phỏng mạch điều khiển dòng điện

DFIG1 và *DFIG2*: là các máy phát dị bộ nguồn kép, có các tham số được thống kê chi tiết ở bảng 3.1:

Bảng 3.1: Các thông số của *DFIG1* và *DFIG2*

	S(VA)	U(V)	f(HZ)	Rs (Ω)	Ls (H)	Rr(Ω)	Lr(H)	Lm(H)	q
DFIG1	1500	400	60	0.512	3.93e-3	0.690	3.92e-3	0.2344	2
DFIG2	1.000.000	400	60	1.56e-3	3.9e-4	1.62e-3	3.95e-4	0.0923	2

Các khâu khác: ngoài ra, trong mô hình mô phỏng còn có thêm các khâu khác để đảm bảo tính sát thực của toàn bộ mô hình hệ thống như: hệ thống điện áp lưới gồm máy phát và dây dẫn, tải tiêu thụ điện, máy biến áp Tr1, mạch chỉnh lưu–nghịch lưu ở phía lưới bằng phương pháp 3 mức, các thiết bị đóng cắt Breaker, các thiết bị đo điện áp, dòng điện...

3.4 Cách chỉnh định và vận hành hệ thống

3.4.1 Chỉnh định hệ thống khi stator của DFIG2 chưa nối với lưới

Ta cài đặt các hệ số khuếch đại G_P và G_Q bằng 0. Lúc này, pha và tần số của điện áp stator DFIG2 luôn trùng pha và tần số với điện áp lưới, còn biên độ của điện áp ở stator DFIG2 phụ thuộc vào độ lớn của hệ số khuếch đại G_{SS} ở khâu đồng dạng và cách ly. Vì vậy, có thể điều chỉnh biên độ điện áp stator DFIG2 bằng cách điều chỉnh độ lớn G_{SS} . Sau khi điều chỉnh xong, các điều kiện để hòa stator của DFIG2 với lưới đều thỏa mãn tốt (Điện áp máy phát trùng pha, trùng biên độ, trùng tần số với điện áp lưới), ta có thể nối stator của DFIG2 với lưới.

3.4.2 Vận hành hệ thống sau khi stator của DFIG2 nối với lưới

Theo kết quả ở phần 2.3.4 trong chương 2, công suất tác dụng (P) và công suất phản kháng (Q) của stator DFIG2 tỉ lệ với hệ số G_P và G_Q :

$$\begin{cases} P = G_P \cdot X \\ Q = G_Q \cdot Y \end{cases} \quad (3.1)$$

Với X, Y là các giá trị không đổi và không phụ thuộc vào tốc độ quay của rotor mà chỉ phụ thuộc vào cấu tạo DFIG1 và DFIG2.

Vì vậy, công suất tác dụng (P) và công suất phản kháng (Q) của DFIG2 phát lên lưới có thể được điều khiển độc lập bằng cách điều chỉnh độ lớn hệ số G_P và G_Q ở các khâu khuếch đại (tính chất này sẽ được thể hiện rõ hơn ở các kết quả mô phỏng hệ thống).

3.5 Mô phỏng các đặc tính của các khâu trong hệ thống

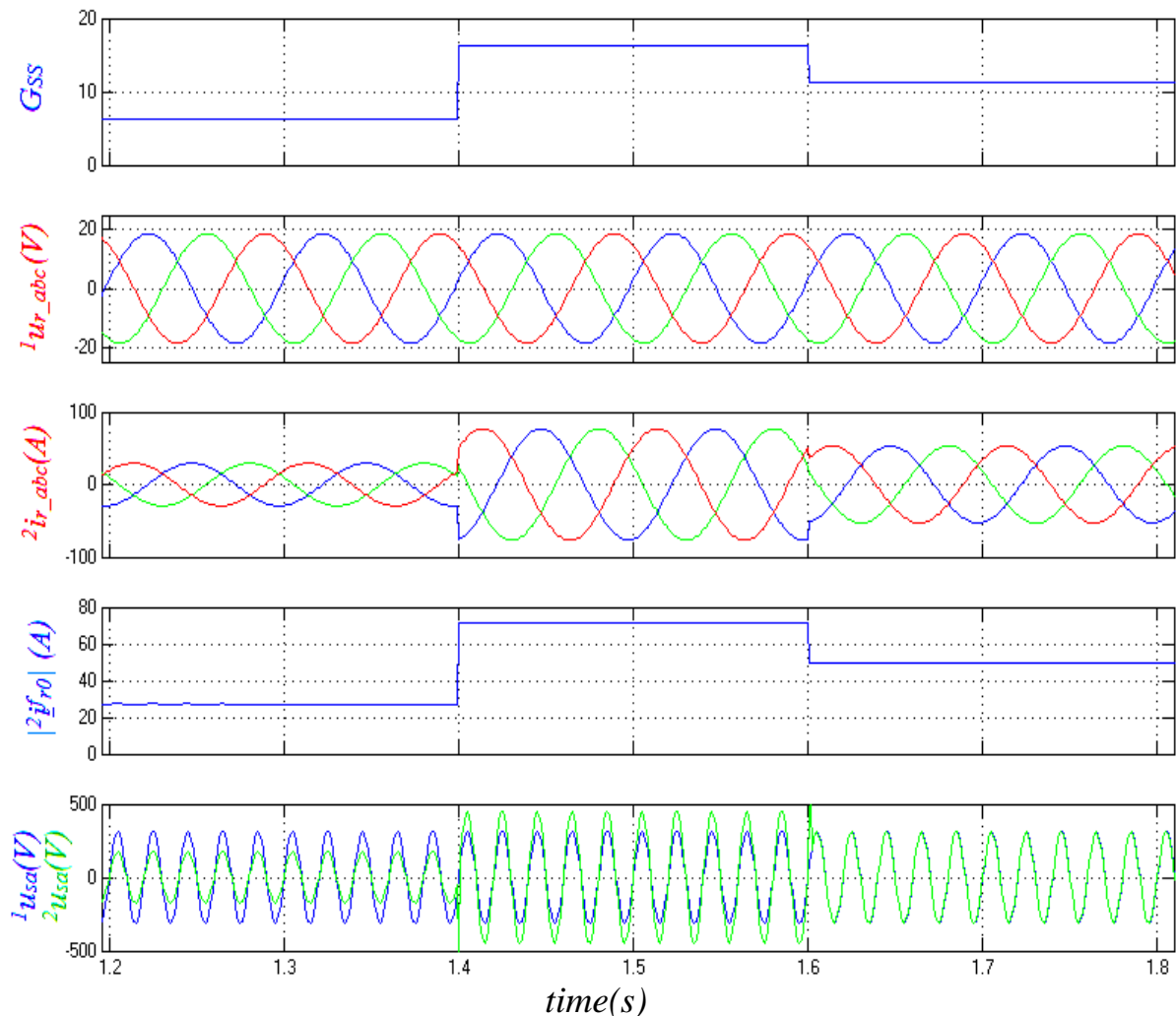
Ta chạy mô phỏng đặc tính các khâu ở 2 giai đoạn: trước khi máy phát hòa lưới và sau khi máy phát hòa lưới. Vì DFIG2 có vai trò là máy phát, nên để thuận tiện, ta quy ước chiều dương dòng điện là chiều từ DFIG2 đi ra lưới.

3.5.1 Các kết quả mô phỏng khi hệ thống phát điện chưa hòa với lưới

Quá trình chỉnh định G_{SS} : Theo kết luận ở mục 2.3.3, tần số và pha của điện áp máy phát luôn trùng với tần số và pha của điện áp lưới, còn biên độ của điện áp máy phát có thể điều chỉnh thông qua hệ số khuếch đại G_{SS} ở khâu đồng

dạng và cách ly. Vì vậy, ta thực hiện chạy mô phỏng hệ thống để kiểm chứng bằng cách cho hệ số G_{SS} thay đổi, kết quả được thể hiện ở hình 3.7, gồm các đường đặc tính sau: Giá trị hệ số khuếch đại của khâu cách ly G_{SS} ; Điện áp đồng dạng ở các pha rotor của DFIG1 ${}^1u_{r_abc}$; Dòng điện ở các pha của rotor DFIG2 ${}^2i_{r_abc}$; Độ lớn vector dòng điện rotor DFIG2 ở tọa độ quay theo vector điện áp lưới $|{}^2\vec{i}_{r0}|$; Điện áp pha A của DFIG1 và DFIG2 ${}^1u_{sa}$, ${}^2u_{sa}$.

Theo kết quả mô phỏng hình 3.7, điện áp pha A ở stator của máy phát ${}^2u_{sa}$ có tần số và pha luôn trùng với điện áp pha A của lưới ${}^1u_{sa}$, còn biên độ của ${}^2u_{sa}$ có thể điều chỉnh tỉ lệ bằng cách điều chỉnh hệ số khuếch đại G_{SS} . Tại thời điểm $t=1.6s$, ta chỉnh định $G_{SS}=11.2$, lúc đó điện áp ${}^2u_{sa}$ trùng biên độ, trùng pha, trùng tần số với điện áp lưới, đảm bảo đủ điều kiện sẵn sàng hòa hệ thống phát điện với lưới.



Hình 3.7: Kết quả mô phỏng quá trình chỉnh định G_{SS}

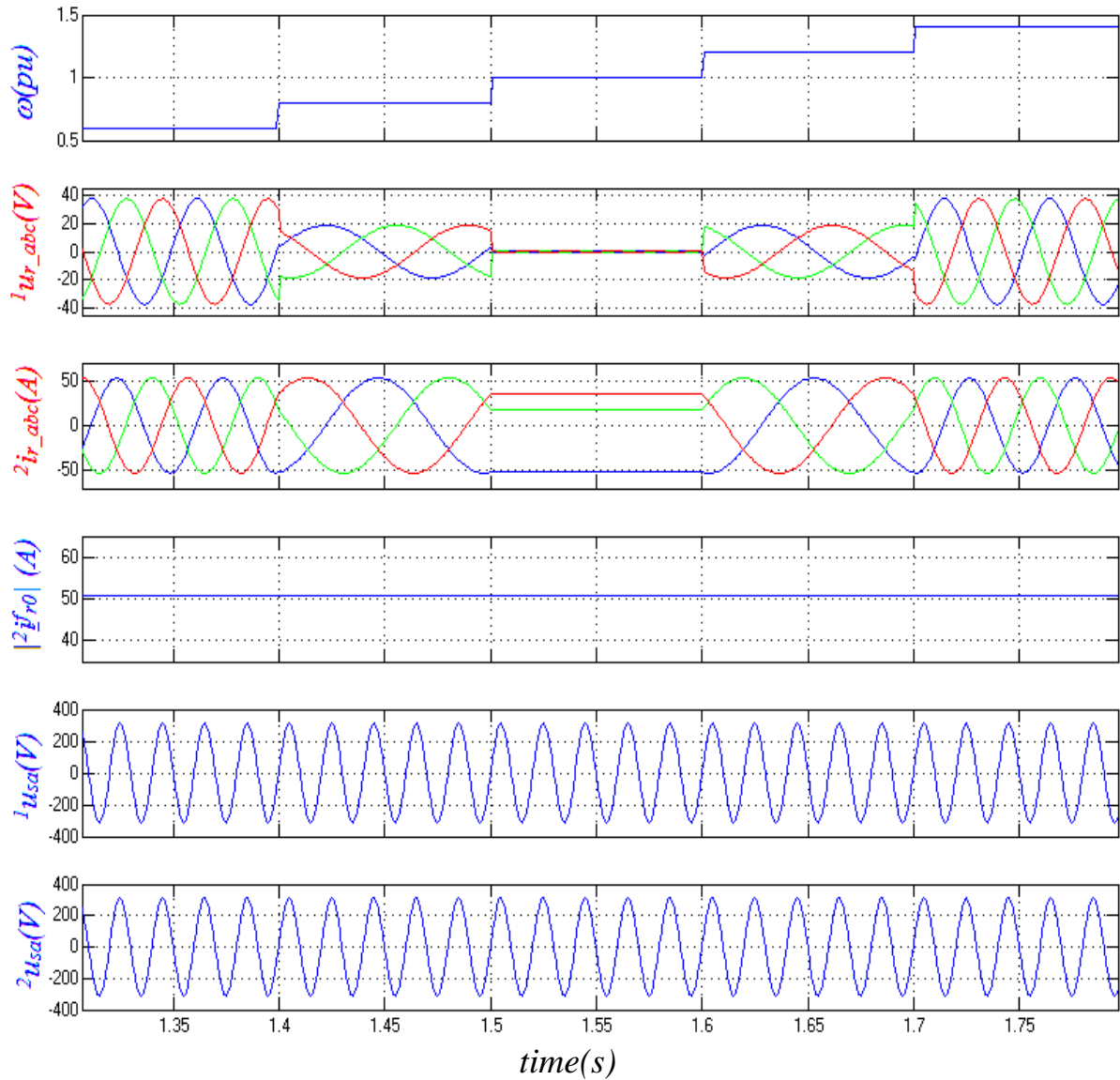
Tiếp theo, ta chạy thử mô hình để kiểm tra khả năng bám điện áp lưới của stator DFIG2 khi tốc độ rotor thay đổi hoặc điện áp lưới thay đổi.

Đáp ứng của hệ thống khi tốc độ rotor ω thay đổi: Để kiểm chứng kết luận trong chương 2 là: sau khi chỉnh định G_{ss} , điện áp của máy phát luôn bám theo điện áp lưới ngay cả khi tốc độ rotor thay đổi. Ta chạy mô phỏng hệ thống trong trường hợp tốc độ rotor của DFIG thay đổi, các kết quả được thể hiện ở hình 3.8, gồm các đường đặc tính sau: Tốc độ góc của rotor ω ; Điện áp đồng dạng ở các pha của rotor DFIG1 ${}^1u_{r_abc}$; Dòng điện ở các pha của rotor DFIG2 ${}^2i_{r_abc}$; Độ lớn vector dòng điện rotor DFIG2 ở tọa độ quay theo vector điện áp lưới $|{}^2\underline{i}_{r0}^f|$; Điện áp pha A của DFIG1 và DFIG2 ${}^1u_{sa}, {}^2u_{sa}$.

Theo kết quả mô phỏng, khi ω càng gần tốc độ đồng bộ (1 pu) thì điện áp đồng dạng ở các pha rotor của DFIG1 ${}^1u_{r_abc}$ có biên độ và tần số cùng giảm, dòng điện điều khiển các pha ở rotor DFIG2 ${}^2i_{r_abc}$ có biên độ cố định còn tần số giảm. Khi ω bằng tốc độ đồng bộ thì điện áp đồng dạng các pha rotor DFIG1 ${}^1u_{r_abc}$ đều bằng 0, các dòng điện rotor của DFIG2 ${}^2i_{r_abc}$ thành các dòng điện không đổi. Kết quả thu được là điện áp pha A ở stator của máy phát ${}^2u_{sa}$ luôn trùng biên độ, tần số và pha với điện áp pha A của lưới ${}^1u_{sa}$. Vậy khả năng bám điện áp lưới của máy phát DFIG2 khi tốc độ rotor thay đổi là rất tốt.

Ngoài ra, cũng theo kết quả mô phỏng ở hình 3.7 cho thấy: khi tốc độ rotor ω thay đổi, dòng điện rotor DFIG2 ở tọa độ quay theo vector điện áp lưới (${}^2\underline{i}_{r0}^f$) luôn cố định, đặc điểm này phù hợp với kết luận ở mục 2.3.3 trong chương 2.

Và do trong tọa độ quay theo vector điện áp lưới, ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ là thành phần cố định nên ${}^2\underline{i}_{r0}^f$ là thành phần cơ sở để điều chế các thành phần dòng điện rotor dọc trục và ngang trục của DFIG2 trong hệ trục tọa độ quay theo vector điện áp lưới dq .

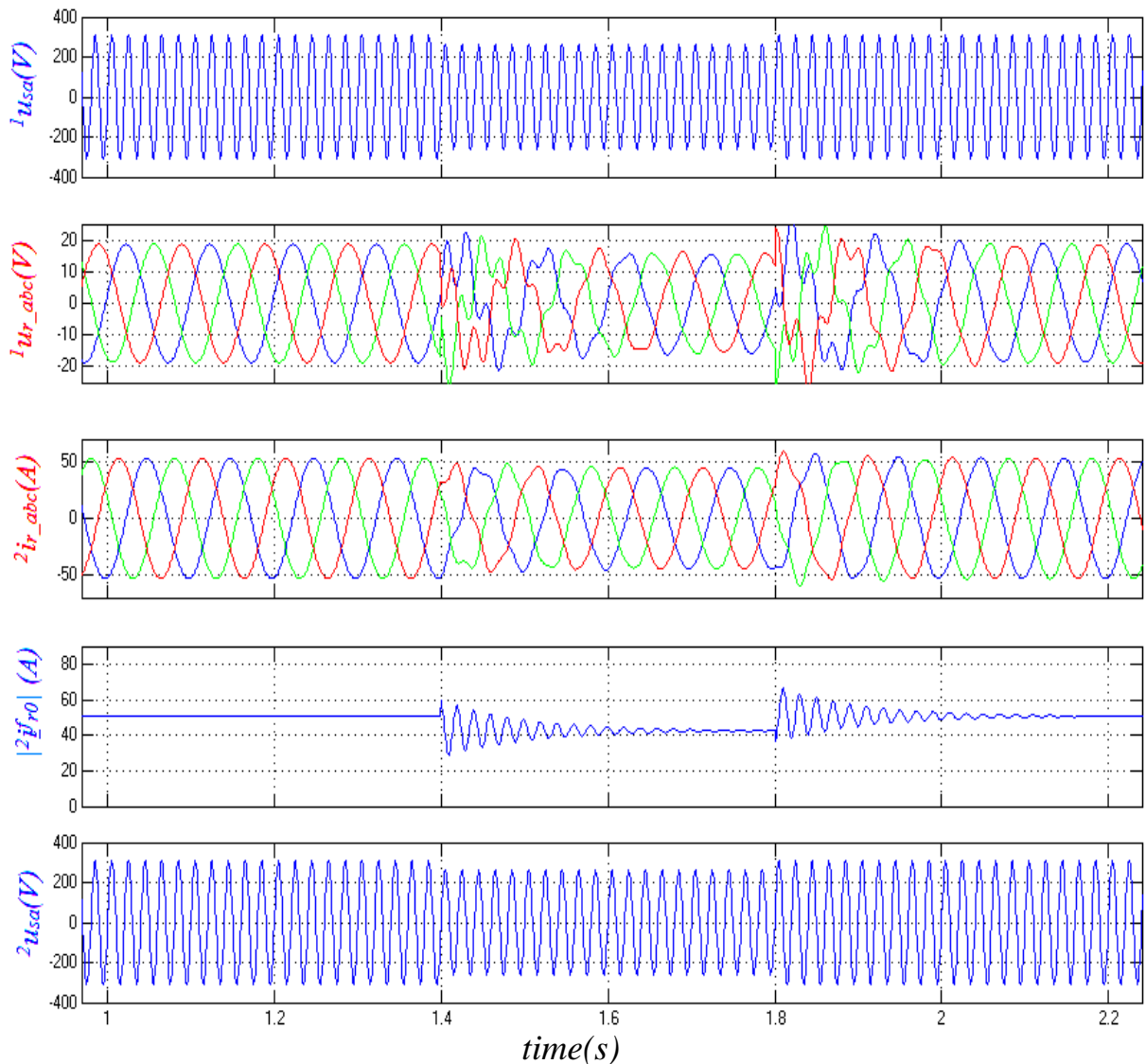


Hình 3.8: Đáp ứng hệ thống phát điện chưa hòa lưới khi tốc độ rotor ω thay đổi

Đáp ứng của hệ thống khi sụt điện áp lưới: được thể hiện ở hình 3.9, gồm các đường đặc tính: Điện áp pha A của lưới $^1u_{sa}$; Điện áp đồng dạng ở các pha của rotor DFIG1 $^1u_{r_abc}$; Dòng điện ở các pha của rotor DFIG2 $^2i_{r_abc}$; Độ lớn vector dòng điện rotor DFIG2 ở tọa độ quay theo vector điện áp lưới $|^2\vec{i}_{r0}|$; Điện áp pha A của máy phát $^2u_{sa}$.

Kết quả mô phỏng hình 3.9 cho thấy: khi sụt điện áp lưới pha A $^1u_{sa}$, điện áp đồng dạng ở các pha của rotor DFIG1 $^1u_{r_abc}$ và dòng điện điều khiển các pha ở rotor của DFIG2 $^2i_{r_abc}$ thay đổi phù hợp để điều khiển từ thông của DFIG2, kết quả là điện áp pha A ở stator của máy phát $^2u_{sa}$ luôn bám theo điện áp pha A

của lưới $^1u_{sa}$, vậy khả năng bám điện áp lưới của hệ thống phát điện khi điện áp lưới thay đổi hay có sự cố là rất tốt.



Hình 3.9: Đáp ứng của hệ thống phát điện chưa hòa lưới khi sụt điện áp lưới

Vậy trong trường hợp stator DFIG2 chưa nối với lưới ta có các kết luận sau: Điện áp máy phát luôn trùng pha, trùng tần số với điện áp lưới, còn biên độ của điện áp máy phát có thể điều chỉnh bằng cách điều chỉnh hệ số khuếch đại G_{SS} ở khâu đồng dạng và cách ly. Và sau khi chỉnh định G_{SS} xong, điện áp của máy phát luôn trùng pha, trùng tần số, trùng biên độ với điện áp lưới ngay cả khi tốc độ rotor thay đổi hay điện áp lưới thay đổi, đáp ứng rất tốt các điều kiện về hòa đồng bộ giữa hệ thống phát điện với lưới điện ”mềm”.

3.5.2 Các kết quả mô phỏng khi hệ thống phát điện hòa với lưới

Điều chỉnh độc lập các thành phần công suất thông qua G_P, G_Q :

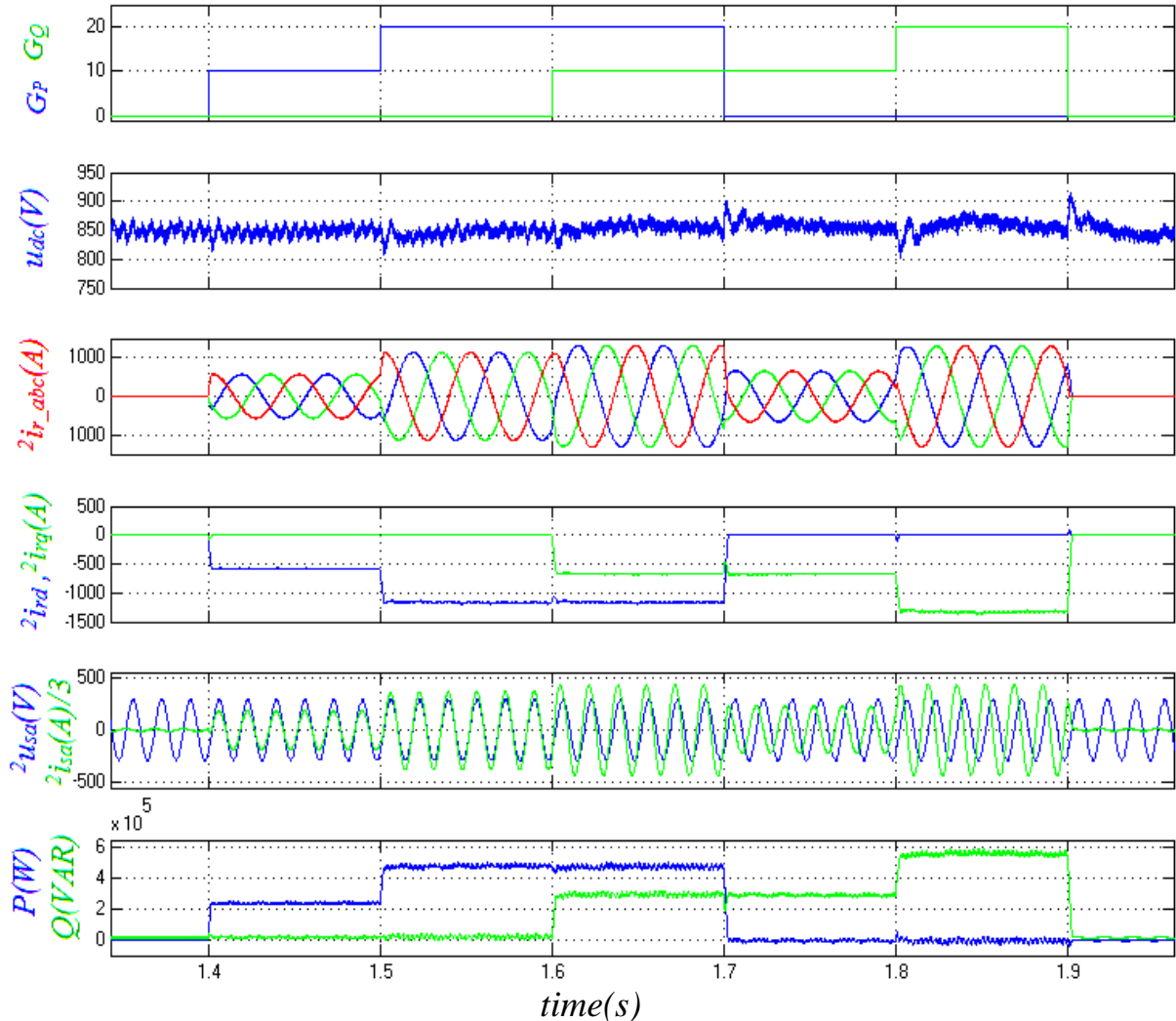
Sau khi điều chỉnh G_{SS} , các điều kiện để stator DFIG2 nối với lưới đều thỏa mãn tốt, ta nối stator DFIG2 với lưới. Theo kết quả ở mục 2.3.4, ta có thể điều khiển độc lập công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới thông qua điều chỉnh ${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$, việc điều chỉnh ${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$ lại được thực hiện thuận lợi bằng cách thay đổi hệ số G_P và G_Q . Vì vậy, có thể điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới thông qua điều chỉnh hệ số G_P và G_Q . Để khảo sát tính chất của đối tượng ta chạy thử hệ thống khi các giá trị G_P và G_Q thay đổi, kết quả được thể hiện như hình 3.10, gồm các đường đặc tính sau: Hệ số khuếch đại G_P và G_Q ; Điện áp một chiều trung gian u_{dc} ; Các dòng điện các pha rotor của DFIG2 ${}^2i_{r_{abc}}$; Các thành phần dòng điện rotor dọc trục và ngang trục của DFIG2 trên tọa độ quay theo vector điện áp lưới ${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$; Điện áp và dòng điện pha A của stator DFIG2 ${}^2u_{sa}, {}^2i_{sa}$; Công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới P, Q . Theo kết quả mô phỏng cho thấy:

Trong khoảng thời gian trước 1.4s và sau 1.9s: Các hệ số G_P và G_Q đều bằng 0, nên ${}^2i_{sa}=0$, do đó công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới đều bằng 0.

Trong khoảng thời gian 1.4s đến 1.6s: $G_P \neq 0; G_Q = 0$, dòng điện pha A của stator DFIG2 (${}^2i_{sa}$) luôn trùng pha với điện áp pha A của lưới (${}^2u_{sa}$), do đó DFIG2 phát lên lưới công suất tác dụng P . Và khi giá trị G_P tăng lên gấp đôi thì biên độ của dòng điện cũng tăng lên gấp đôi, tức công suất tác dụng của DFIG2 phát lên lưới tăng lên gấp đôi.

Trong khoảng thời gian 1.7s đến 1.9s: $G_P = 0; G_Q \neq 0$, dòng điện pha A của stator DFIG nhanh pha hơn so với điện áp pha A của lưới một góc $\pi/2$, do đó DFIG phát lên lưới công suất phản kháng Q . Và khi giá trị G_Q tăng lên gấp đôi thì biên độ của dòng điện cũng tăng lên gấp đôi, tức công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới tăng lên gấp đôi.

Vậy từ kết quả mô phỏng cho thấy có thể điều khiển độc lập công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q của DFIG2 phát lên lưới thông qua điều chỉnh hệ số G_P và G_Q trong các mạch khuếch đại lập trình được (*Programmable Gain Ampifier*).



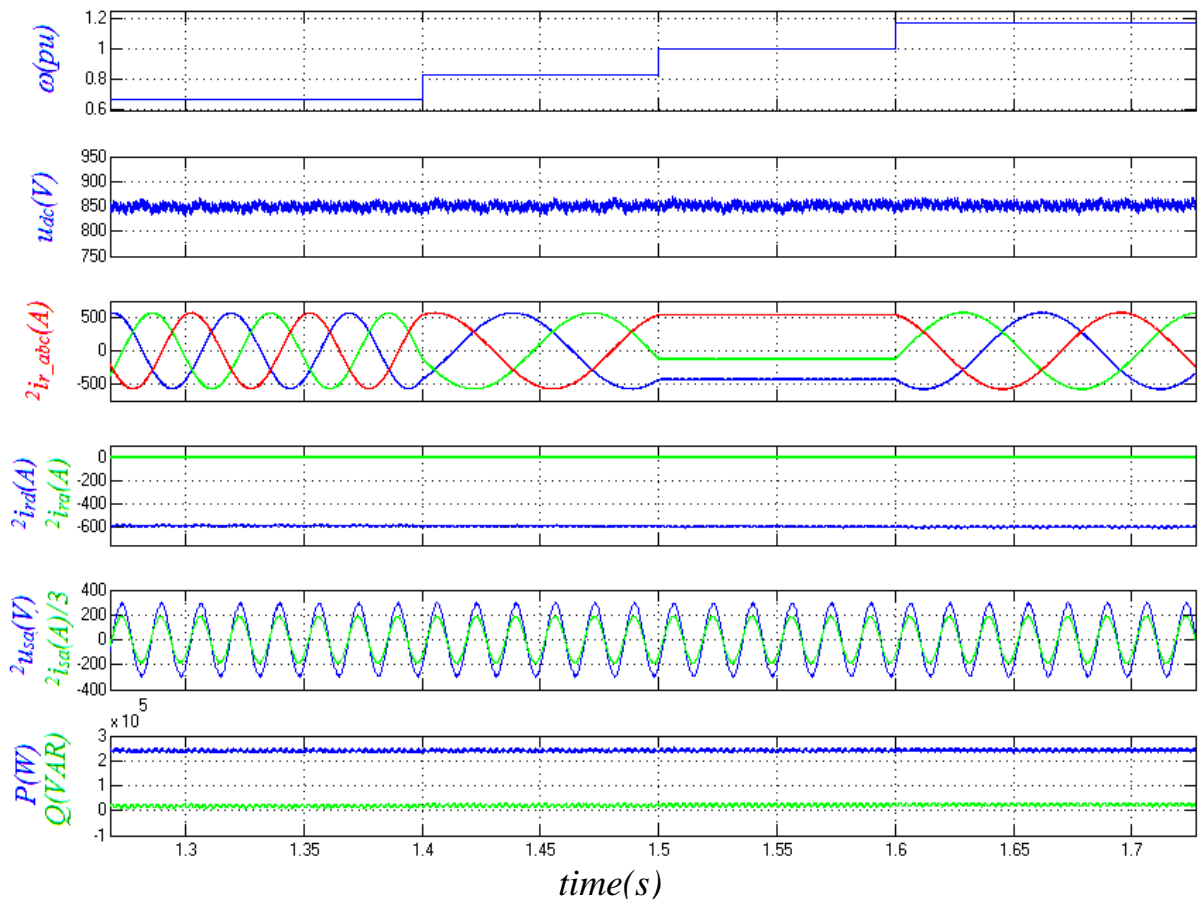
Hình 3.10: Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi G_P và G_Q thay đổi

Tiếp theo ta khảo sát đáp ứng của hệ thống khi tốc độ máy chính thay đổi hoặc điện áp lưới thay đổi.

Đáp ứng hệ thống khi tốc độ rotor ω thay đổi: Ta cài đặt các hệ số khuếch đại G_P và G_Q cố định ($G_P=10$, $G_Q=0$), và chạy mô phỏng hệ thống khi cho tốc độ rotor của DFIG thay đổi, kết quả thể hiện ở hình 3.11, gồm các đường đặc tính: tốc độ góc của rotor ω ; Điện áp một chiều trung gian u_{dc} ; Các dòng điện các pha của rotor DFIG2 $2i_{r_abc}$; Các thành phần dòng điện dọc trục

và ngang trục của rotor DFIG2 trên tọa độ quay theo vector điện áp lưới ${}^2i_{rd}$, ${}^2i_{rq}$; Điện áp và dòng điện pha A của stator DFIG2 ${}^2u_{sa}$, ${}^2i_{sa}$; Công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới P , Q .

Khi ω càng gần tốc độ đồng bộ (1 pu) thì dòng điện điều khiển các pha ở rotor của DFIG ${}^2i_{r_abc}$ có biên độ cố định còn tần số giảm, tức là các thành phần dòng điện dọc trục và ngang trục của rotor DFIG2 trên tọa độ quay theo vector điện áp lưới ${}^2i_{rd}$, ${}^2i_{rq}$ không đổi. Khi ω bằng tốc độ đồng bộ thì các dòng điện rotor của DFIG ${}^2i_{r_abc}$ thành các dòng điện không đổi. Kết quả là dòng điện một chiều trung gian u_{dc} , công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới không đổi. Vậy ta có kết luận: hệ thống phát điện vẫn ổn định khi tốc độ máy chính thay đổi.

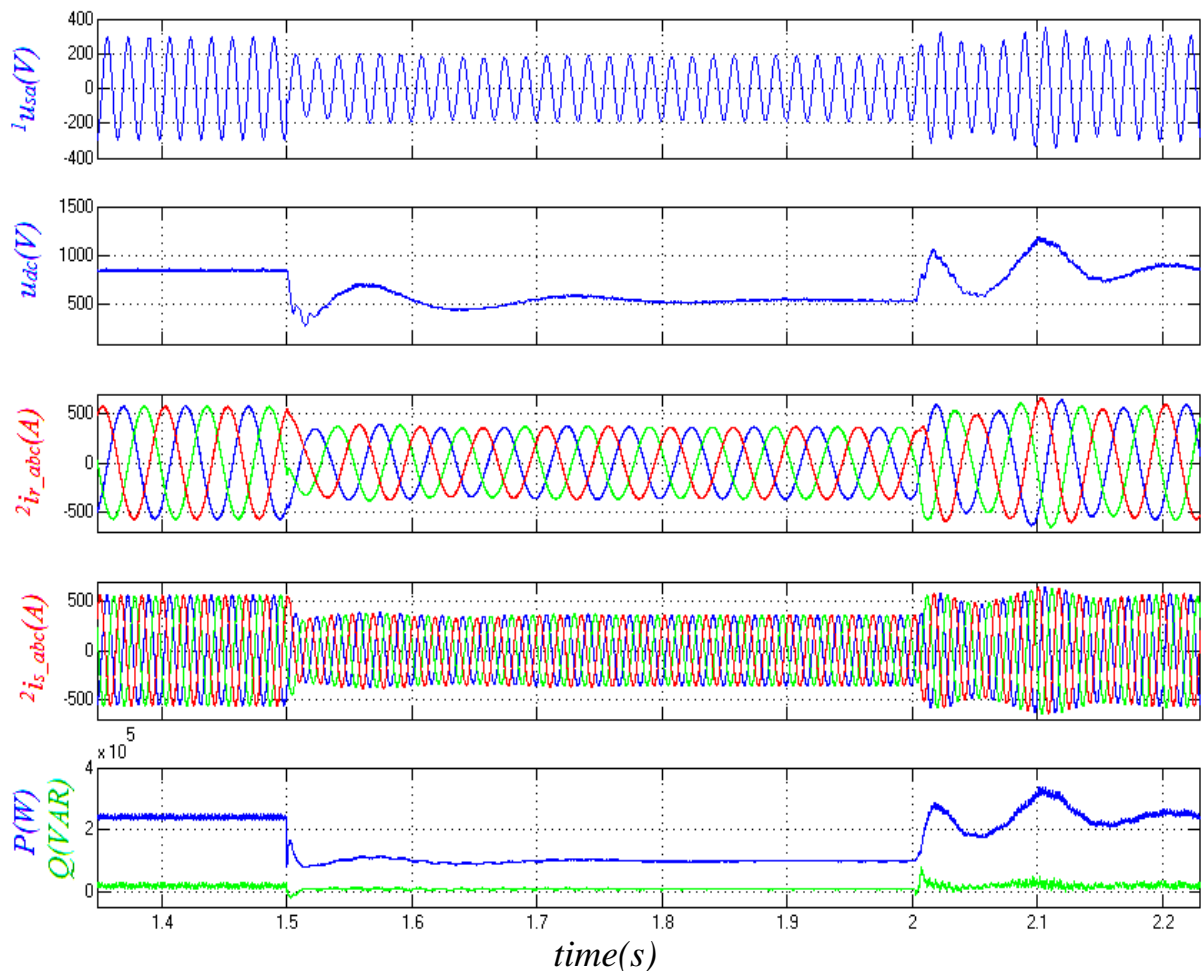


Hình 3.11: Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi tốc độ thay đổi

Đáp ứng của hệ thống khi sụt điện áp lưới: Để khảo sát hệ thống khi sụt điện áp lưới, ta chạy mô phỏng hệ thống trong trường hợp đóng vào lưới một phụ tải công suất lớn, làm điện áp lưới bị sụt, kết quả được thể hiện ở hình 3.12,

gồm các đường đặc tính: Điện áp lưới ${}^1u_{sa}$; Điện áp một chiều trung gian u_{dc} ; Các dòng điện pha rotor của DFIG2 ${}^2i_{r_abc}$; Các dòng điện pha stator của DFIG2 ${}^2i_{s_abc}$; Công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới P , Q .

Với các hệ thống phát điện đơn giản trước đây, trong chế độ hòa máy phát với lưới, khi xảy ra hiện tượng sụt điện áp lưới, sự chênh lệch điện thế giữa đầu cực của máy phát với lưới điện tăng nhanh, dẫn tới hiện tượng quá dòng của máy phát. Nhưng với mô hình phát điện mới đề xuất, các kết quả mô phỏng cho thấy: khi sụt điện áp lưới với hệ số K , dòng điện các pha stator DFIG2 phát lên lưới cũng giảm với hệ số K , kết quả là công suất DFIG2 phát lên lưới giảm với hệ số K^2 . Vậy với đặc điểm tự nhiên này, hệ thống sẽ có phản ứng thích hợp trong điều kiện sụt điện áp lưới là không có nguy cơ bị quá dòng của máy phát khi xảy ra hiện tượng sụt điện áp lưới.



Hình 3.12: Đáp ứng hệ thống phát điện hòa lưới khi sụt điện áp lưới

Nhận xét và kết luận chương 3

Trong chương 3, tác giả đã xây dựng mô hình mô phỏng toàn bộ hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor. Mô hình mô phỏng được xây dựng chi tiết, tỉ mỉ tới từng phần tử như các van công suất, các thiết bị điều khiển, đối tượng điều khiển DFIG.

Các kết quả mô phỏng ở hình 3.7, 3.8 và 3.9 phù hợp với kết luận trong mục 2.3.3 ở chương 2: khi máy phát chưa hòa với lưới, sau khi chỉnh định G_{ss} , điện áp của máy phát luôn trùng pha, trùng tần số, trùng biên độ với điện áp lưới, ngay cả trong các trường hợp tốc độ rotor thay đổi hoặc điện áp lưới thay đổi, đáp ứng rất tốt các điều kiện hòa đồng bộ giữa máy phát với lưới điện.

Các kết quả mô phỏng ở hình 3.10, 3.11, 3.12 phù hợp với kết luận mục 2.3.4 trong chương 2: khi hòa máy phát với lưới điện, có thể điều khiển độc lập công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG2 phát lên lưới thông qua điều chỉnh hệ số G_P và G_Q . Và các kênh điều khiển công suất không bị ảnh hưởng khi tốc độ quay của rotor thay đổi.

So với các mô hình trước đây, mô hình điều khiển DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor phải thêm một DFIG loại nhỏ để tạo tín hiệu đồng dạng, nhưng hệ thống lại giảm bớt được các phần tử khác như cảm biến tốc độ, vị trí.

Các khâu trong hệ thống được thiết kế rất đơn giản, dễ dàng. Vì vậy, giá thành của hệ thống điều khiển sẽ giảm so với các phương án trước đây, nhưng chất lượng thu được của hệ thống vẫn cao cụ thể như sau:

- Khả năng bám điện áp lưới của hệ thống phát điện trước khi hòa đồng bộ là rất tốt.
- Sau khi hệ thống phát điện nối với lưới, công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG phát lên lưới được cách ly với nhau và có thể điều khiển độc lập thông qua việc điều chỉnh giá trị của hệ số G_P và G_Q .

CHƯƠNG 4: THIẾT LẬP HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN MÁY PHÁT ĐIỆN NGUỒN KÉP BẰNG KỸ THUẬT TÍN HIỆU ĐỒNG DẠNG ROTOR

4.1 Mở đầu

Để hệ thống phát điện hòa được với lưới, điều kiện đầu tiên là điện áp của máy phát phải luôn trùng pha, trùng biên độ, trùng tần số với điện áp lưới. Điều kiện tiếp theo là phải điều khiển được các thành phần công suất của máy phát lên lưới theo các yêu cầu sử dụng điện năng. Với hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor, thì điều kiện đầu tiên luôn được thỏa mãn (theo các kết quả đã chứng minh ở chương 2 và chương 3). Vậy vấn đề còn lại là phải thiết lập hệ thống điều khiển để điều khiển các thành phần công suất của máy phát lên lưới bám theo các giá trị mong muốn.

Với mô hình hệ thống phát trực sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor, việc điều khiển các kênh công suất tác dụng, công suất phản kháng của máy phát lên lưới rất thuận lợi: Công suất tác dụng tỉ lệ với thành phần dòng điện rotor dọc trục (${}^2i_{rd}$), công suất phản kháng tỉ lệ với thành phần dòng điện rotor ngang trục (${}^2i_{rq}$). Các thành phần dòng điện rotor dọc trục và ngang trục (${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$) lại được điều chế từ các tín hiệu đồng dạng và các khâu xử lý tín hiệu, độ lớn của ${}^2i_{rd}, {}^2i_{rq}$ có thể thay đổi được bằng cách điều khiển thay đổi hệ số khuếch đại G_P và G_Q ở các khâu khuếch đại. Vậy có thể điều chỉnh các kênh công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát lên lưới thông qua việc điều chỉnh độ lớn hệ số G_P và G_Q . Tiếp theo, tác giả nghiên cứu thiết lập hệ thống điều khiển các kênh công suất của máy phát.

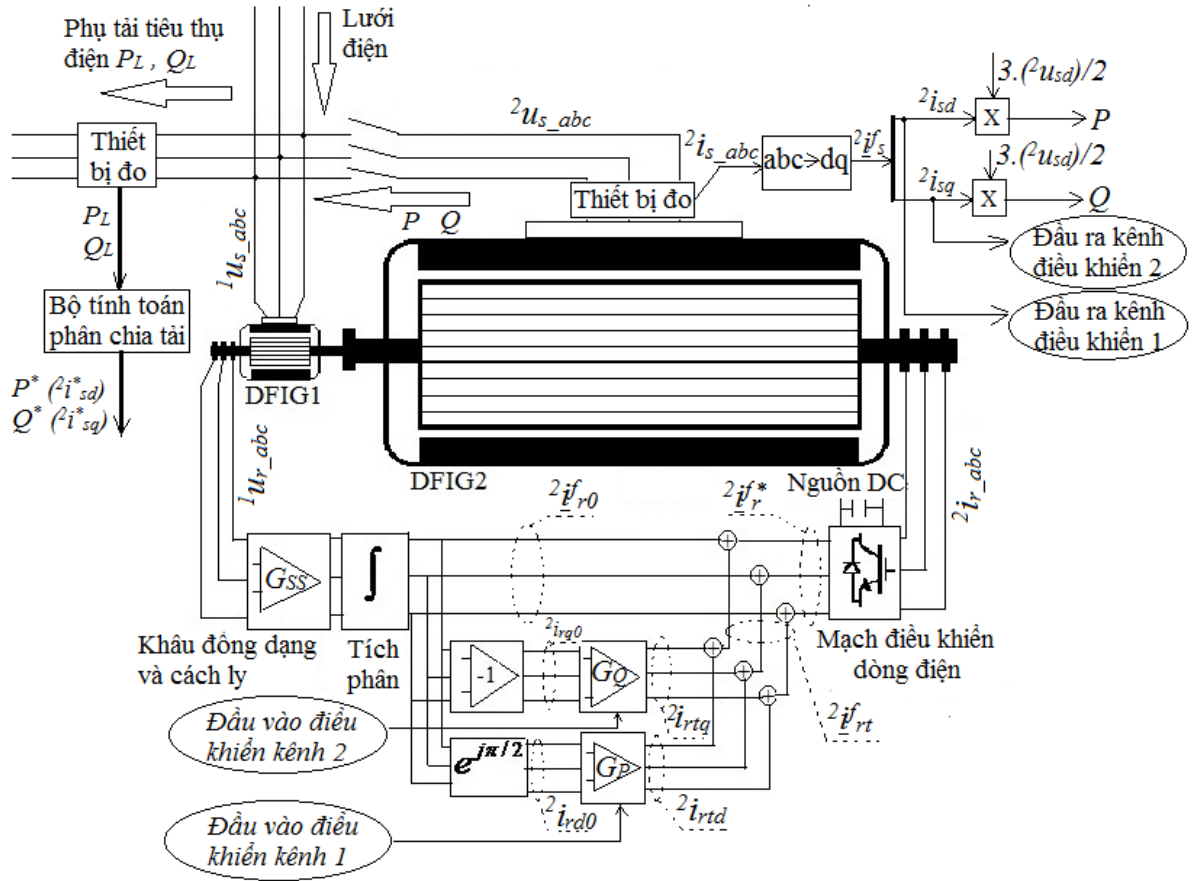
4.2 Xác định cấu trúc đối tượng điều khiển

Trước khi thiết lập hệ thống điều khiển, việc đầu tiên là phải xác định cấu trúc của đối tượng điều khiển. Cấu trúc của hệ thống phát điện sử dụng DFIG bằng phương pháp đồng dạng tín hiệu rotor đã được xây dựng chi tiết trong chương 3 (hình 3.5), bao gồm rất nhiều khâu và phần tử như: các máy điện dị bộ nguồn kép DFIG1 và DFIG2, các IGBT cấu thành lên mạch nghịch lưu phía

lưới, các IGBT cấu thành lên mạch nghịch lưu phía máy phát, các khâu xử lý tín hiệu, mạch điện một chiều trung gian.... Vì vậy, việc xác định mô hình toán chính xác của toàn bộ hệ thống là rất khó khăn, nên để xác định được đối tượng điều khiển hiệu quả, ta phải chú ý tới mục đích điều khiển, từ đó xác định được đầu ra của đối tượng điều khiển, và phải tìm được các tín hiệu đầu vào hợp lý để kiểm soát hiệu quả các giá trị đầu ra đó, tức là xác định được đầu vào của đối tượng điều khiển.

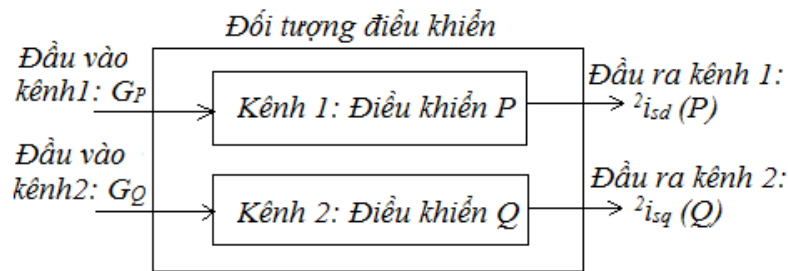
Theo kết quả ở mục 2.3.4 trong chương 2 và kết quả mô phỏng trong chương 3, có thể xác định đối tượng điều khiển gồm 2 kênh điều khiển độc lập, thể hiện ở hình 4.1, gồm: 1. kênh điều khiển dòng điện stator dọc trục của DFIG2 trên tọa độ quay theo vector điện áp lưới ${}^2i_{sd}$, với đầu vào là hệ số G_P , đầu ra là thành phần dòng điện stator dọc trục ${}^2i_{sd}$ (hay công suất tác dụng P); 2. Kênh điều khiển dòng điện stator ngang trục của DFIG2 trên tọa độ quay theo vector điện áp lưới ${}^2i_{sq}$, với đầu vào là hệ số G_Q , đầu ra là thành phần dòng điện stator ngang trục ${}^2i_{sq}$ (hay công suất phản kháng Q).

Công suất tác dụng và công suất phản kháng của phụ tải tiêu thụ điện (P_L , Q_L) được đo bởi *thiết bị đo*, qua *bộ tính toán phân chia tải*, có được giá trị đặt (giá trị mong muốn) của công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát lên lưới (P^* , Q^*). Nhiệm vụ của hệ thống điều khiển là phải điều khiển các thành phần công suất (P , Q) của máy phát lên lưới bám theo các giá trị đặt (P^* , Q^*).



Hình 4.1: Đối tượng điều khiển

Với cấu trúc đối tượng điều khiển đề xuất, các kênh điều khiển không bị ảnh hưởng chéo nhau. Sơ đồ khối của đối tượng điều khiển được thể hiện đơn giản hóa ở hình 4.2.



Hình 4.2: Sơ đồ khối đối tượng điều khiển

Đặc điểm và tính chất từng kênh của đối tượng điều khiển đã được khảo sát qua mô hình toán ở mục 2.3.4 trong chương 2, và qua kết quả mô phỏng ở hình 3.10 trong chương 3. Tiếp theo, tác giả thiết kế bộ điều khiển phù hợp với đối tượng đã đề xuất.

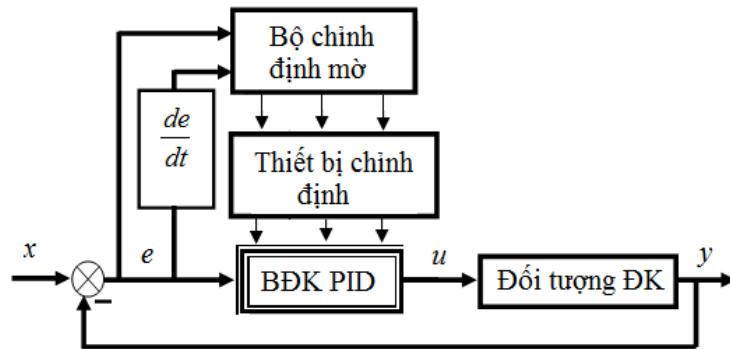
4.3 Thiết kế bộ điều khiển

Ngày nay, với các thành tựu của khoa học kỹ thuật điều khiển, có rất nhiều loại bộ điều khiển kinh điển và hiện đại đáp ứng được hiệu quả điều khiển như các bộ điều khiển mờ, noron, thích nghi, tối ưu... Trong số đó thì bộ điều khiển tỉ lệ, tích phân, vi phân (PID) có đặc điểm cấu trúc đơn giản nhưng bền vững nên được ứng dụng nhiều nhất trong công nghiệp. Tuy nhiên, với bộ điều khiển PID, thì chất lượng của hệ thống lại bị phụ thuộc rất nhiều vào các tham số KP , KI , KD , các tham số này thường được tính toán, xác định để điều khiển tốt trong một trạng thái giới hạn của hệ thống. Do vậy, để phát huy tốt hiệu quả của bộ điều khiển, trong quá trình vận hành, cần phải chỉnh định các tham số KP , KI , KD cho phù hợp với trạng thái thực tế của hệ thống. Quá trình chỉnh định các tham số này có thể được tính toán và thực hiện thông qua bộ chỉnh định mờ tự động. Cấu trúc bộ điều khiển PID có các tham số được chỉnh định bằng bộ điều khiển mờ được gọi là bộ PID chỉnh định mờ.

Bộ điều khiển PID chỉnh định mờ vừa có ưu điểm của bộ điều khiển PID, vừa có ưu điểm của một hệ thống điều khiển thích nghi vì: các tham số của bộ điều khiển PID luôn thay đổi để phù hợp với trạng thái và đặc điểm của đối tượng. Ngoài ra, với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ, ta có thể tránh được bài toán nhận dạng và mô hình hóa phức tạp, và những kinh nghiệm về đặc tính của đối tượng điều khiển dễ dàng được đưa vào các luật điều khiển.

Hơn nữa, với đối tượng điều khiển đã được xác định như ở trên, bao gồm rất nhiều khâu và phần tử, nên việc tìm mô hình toán chính xác của đối tượng điều khiển cũng rất khó khăn.

Vì các lý do trên, tác giả đề xuất sử dụng bộ điều khiển PID chỉnh định mờ để điều khiển đối tượng. Mô hình hệ thống điều khiển với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ được thể hiện ở hình 4.3:



Hình 4.3: Mô hình hệ thống điều khiển với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ

Trong đó, bộ điều khiển PID có tín hiệu đầu ra $u(t)$ như sau:

$$u(t) = KP \cdot e(t) + KI \int_0^t e(x) dx + KD \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Với các tham số KP , KI , KD được chỉnh định theo bộ chỉnh định mờ dựa trên sai lệch $e(t)$ và đạo hàm của sai lệch de/dt .

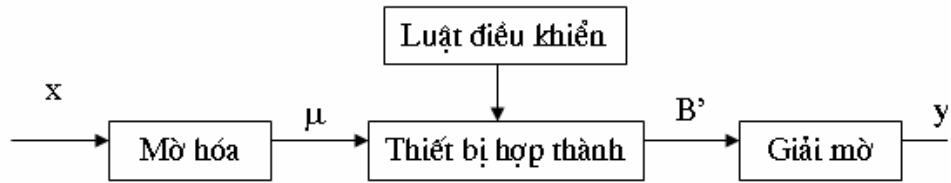
Để thuận tiện cho việc thiết chế bộ chỉnh định mờ, đầu tiên tác giả trình bày khái quát về hệ thống điều khiển mờ.

4.3.1 Khái quát về hệ thống điều khiển mờ

Hệ thống điều khiển mờ là tập hợp các qui tắc dưới dạng "if...then..." để tái tạo kinh nghiệm của con người và được tích hợp vào cấu trúc điều khiển của hệ thống. Việc thiết kế một hệ thống mờ mang rất nhiều tính chất chủ quan, nó tùy thuộc vào kinh nghiệm và kiến thức của người thiết kế.

Cấu trúc một bộ điều khiển mờ [8] thể hiện ở hình 4.4, gồm 3 khâu cơ bản sau:

- Khâu mờ hoá: Làm nhiệm vụ chuyển đổi từ giá trị rõ đầu vào xác định sang trạng thái đầu vào mờ.
- Thiết bị hợp thành: Triển khai luật hợp thành trên cơ sở luật điều khiển "if... then".
- Khâu giải mờ: Chuyển đổi từ giá trị mờ nhận được của thiết bị hợp thành sang giá trị thực để điều khiển đối tượng.



Hình 4.4: Cấu trúc một bộ điều khiển mờ

Trong đó:

x : là tập giá trị thực đầu vào.

μ : tập mờ của giá trị đầu vào.

B' : tập giá trị mờ của giá trị điều khiển thực.

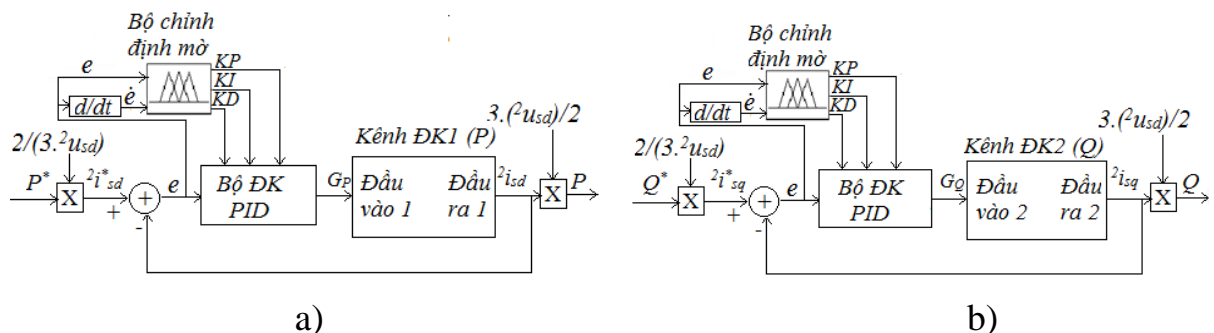
y : giá trị điều khiển thực.

Công việc thiết kế một bộ điều khiển mờ thông thường bao gồm các bước sau:

- Định nghĩa tất cả các biến ngôn ngữ vào/ra.
- Xác định các tập mờ cho từng biến vào/ra (mờ hoá).
- Xây dựng luật hợp thành.
- Chọn thiết bị hợp thành.
- Chọn phương pháp giải mờ.

4.3.2 Thiết kế bộ điều khiển PID chỉnh định mờ để điều khiển đối tượng

Sơ đồ hệ thống điều khiển đối tượng với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ được thể hiện ở hình 4.5. Đối tượng điều khiển gồm 2 kênh điều khiển độc lập là kênh công suất tác dụng P và kênh công suất phản kháng Q , mỗi kênh được điều khiển bằng một bộ điều khiển PID với các tham số KP , KI , KD được chỉnh định bởi các bộ chỉnh định mờ mô hình madani [77][84].



Hình 4.5: Hệ thống điều khiển các thành phần công suất bằng bộ điều khiển PID chỉnh định mờ

Xét kênh điều khiển công suất tác dụng P , Bộ điều khiển PID với các tham số KP , KI , KD được chỉnh định bởi bộ chỉnh định mờ. Đầu vào bộ chỉnh định mờ là sai lệch e và đạo hàm của sai lệch \dot{e} , đầu ra là các giá trị KP , KI , KD .

Việc thiết kế bộ chỉnh định các tham số KP , KI , KD bằng bộ chỉnh định mờ phải dựa trên kinh nghiệm. Sau đây, tác giả tiến hành thiết kế bộ chỉnh định mờ.

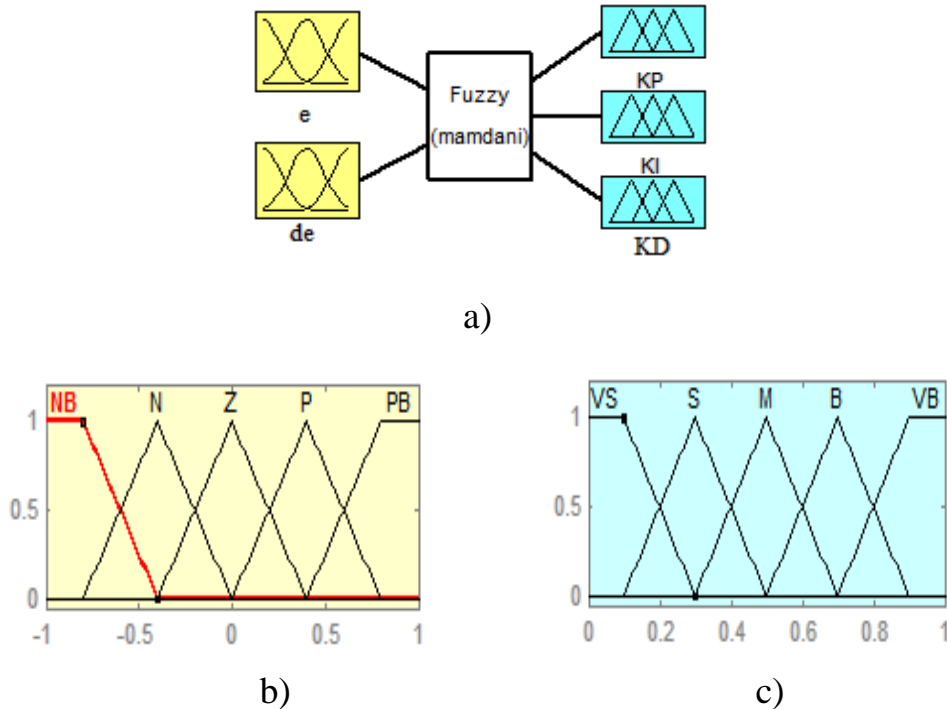
Chọn các hàm liên thuộc:

Đầu tiên ta phải xác định số lượng tập mờ cần thiết cho các biến vào và ra: thông thường số lượng các giá trị ngôn ngữ cho mỗi biến nên nằm trong khoảng từ 3 đến 10. Nếu số lượng quá ít thì mối quan hệ vào ra bộ chỉnh định quá thô và ít có ý nghĩa thực tiễn. Nếu số lượng quá nhiều thì mối quan hệ vào ra của bộ chỉnh định quá mịn, đôi khi con người cũng khó có đủ kinh nghiệm bao quát hết các trường hợp xảy ra, và chiếm nhiều bộ nhớ chương trình, làm chậm tốc độ tính toán. Với đặc điểm của đối tượng điều khiển, tác giả chọn số lượng tập mờ cho mỗi biến đầu vào và đầu ra bằng 5 là hợp lý.

Chọn dạng cho các hàm liên thuộc: có rất nhiều dạng hàm thuộc như: *Gaussian*, *PI-shape*, *S-shape*, *Sigmoidal*, *Z-shape*... Vấn đề chọn hàm liên thuộc cũng rất quan trọng. Theo kinh nghiệm, tác giả chọn hàm liên thuộc dạng tam giác, bởi dạng hàm liên thuộc dạng này thể hiện rõ mức độ phụ thuộc của các tập mờ với từng giá trị rõ đầu vào, và dạng hàm liên thuộc này dễ dàng tổng hợp trong các thiết bị lập trình.

Dựa vào các nhận xét trên, tác giả chọn các hàm liên thuộc đầu vào e và \dot{e} như hình 4.6b, mỗi giá trị đầu vào gồm 5 tập mờ: âm lớn (NB), âm (N), Không (Z), Dương (P), Dương lớn (PB), nằm trong dải giá trị $[-1 \ 1]$ pu. Do máy phát có công suất 1000(KVA) nên dòng $^2i_{sd}$ có độ lớn cực đại khoảng 2143(A), vì vậy giá trị thực tế của e (sai lệch giữa $^2i_{sd}$ và $^2i_{sd}^*$) và \dot{e} sẽ nằm trong khoảng $[-2143 \ 2143]$. Do vậy, để e và \dot{e} nằm trong dải giá trị $[-1 \ 1]$ pu thì ta chọn hệ số chuyển đổi e và \dot{e} như sau: $X_e=1/2143$, $X_{\dot{e}}=1/2143$.

Tiếp theo ta chọn các hàm liên thuộc đầu ra KP , KI , KD như hình 4.6c, mỗi giá trị đầu ra gồm 5 tập mờ: Rất nhỏ (VS), Nhỏ (S), Trung bình (M), Lớn (B), Rất lớn (VB), nằm trong dải giá trị $[0 \ 1]$ pu, với hệ số chuyển đổi $X_{KP}=1/(6 \cdot 10^{-2})$, $X_{KI}=1/(15 \cdot 10^{-2})$, $X_{KD}=1/(3 \cdot 10^{-2})$.



Hình 4.6: Bộ chỉnh định mờ và các hàm liên thuộc

Các luật suy diễn: được thực hiện dựa trên kinh nghiệm và đặc điểm của đối tượng điều khiển.

Theo [80], giá trị các tham số KP , KI , KD sẽ ảnh hưởng trực tiếp tới các quá trình quá độ của hệ thống kín, phản ứng của hệ thống kín khi thay đổi các tham số KP , KI , KD được tổng hợp ở bảng 4.1:

Bảng 4.1: Phản ứng hệ thống kín khi thay đổi các tham số bộ điều khiển PID

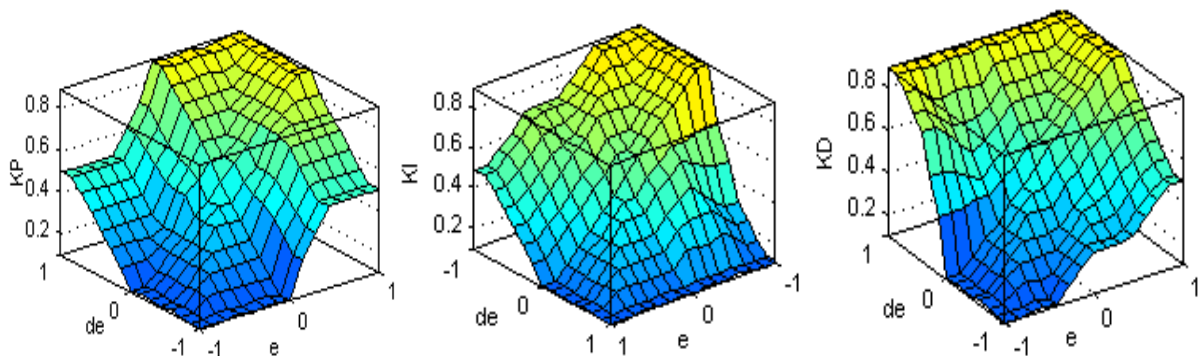
Điều chỉnh	Quá điều chỉnh	Thời gian quá độ	Sai số xác lập
Tăng KP	<i>Tăng</i>	<i>Tăng ít</i>	<i>Giảm</i>
Tăng KI	<i>Tăng</i>	<i>Tăng</i>	<i>Giảm nhiều</i>
Tăng KD	<i>Giảm</i>	<i>Giảm</i>	<i>Thay đổi nhỏ</i>

Dựa trên đặc điểm các phản ứng của hệ thống kín khi điều chỉnh các tham số KP , KI , KD ở trong bảng 4.1, kinh nghiệm điều chỉnh của các công trình nghiên cứu thiết kế bộ điều khiển PID chỉnh định mờ [43][95], và đặc điểm của đối tượng điều khiển, tác giả đề xuất thực hiện các luật suy diễn của bộ chỉnh định mờ phù hợp với đối tượng điều khiển, được tổng hợp ở bảng 4.2.

Bảng 4.2: Luật suy diễn bộ chỉnh định mờ

e		e				
		NB	N	Z	P	PB
NB	KP	VS	VS	VS	S	M
	KI	VB	VB	VB	S	VS
	KD	VS	VS	VS	B	VB
N	KP	VS	S	S	S	M
	KI	VB	B	B	M	VS
	KD	VS	S	S	M	VB
Z	KP	VS	S	M	B	VB
	KI	B	B	M	S	VS
	KD	S	S	M	B	VB
P	KP	M	B	B	B	VB
	KI	B	M	S	S	VS
	KD	S	M	B	B	VB
PB	KP	M	B	VB	VB	VB
	KI	M	S	VS	VS	VS
	KD	M	B	VB	VB	VB

Chọn luật hợp thành dạng *MAX-MIN*, giải mờ theo phương pháp điểm trọng tâm. Kết quả ta có các đồ thị biểu diễn mối quan hệ các biến vào ra của bộ chỉnh định mờ được thể hiện ở hình 4.7.

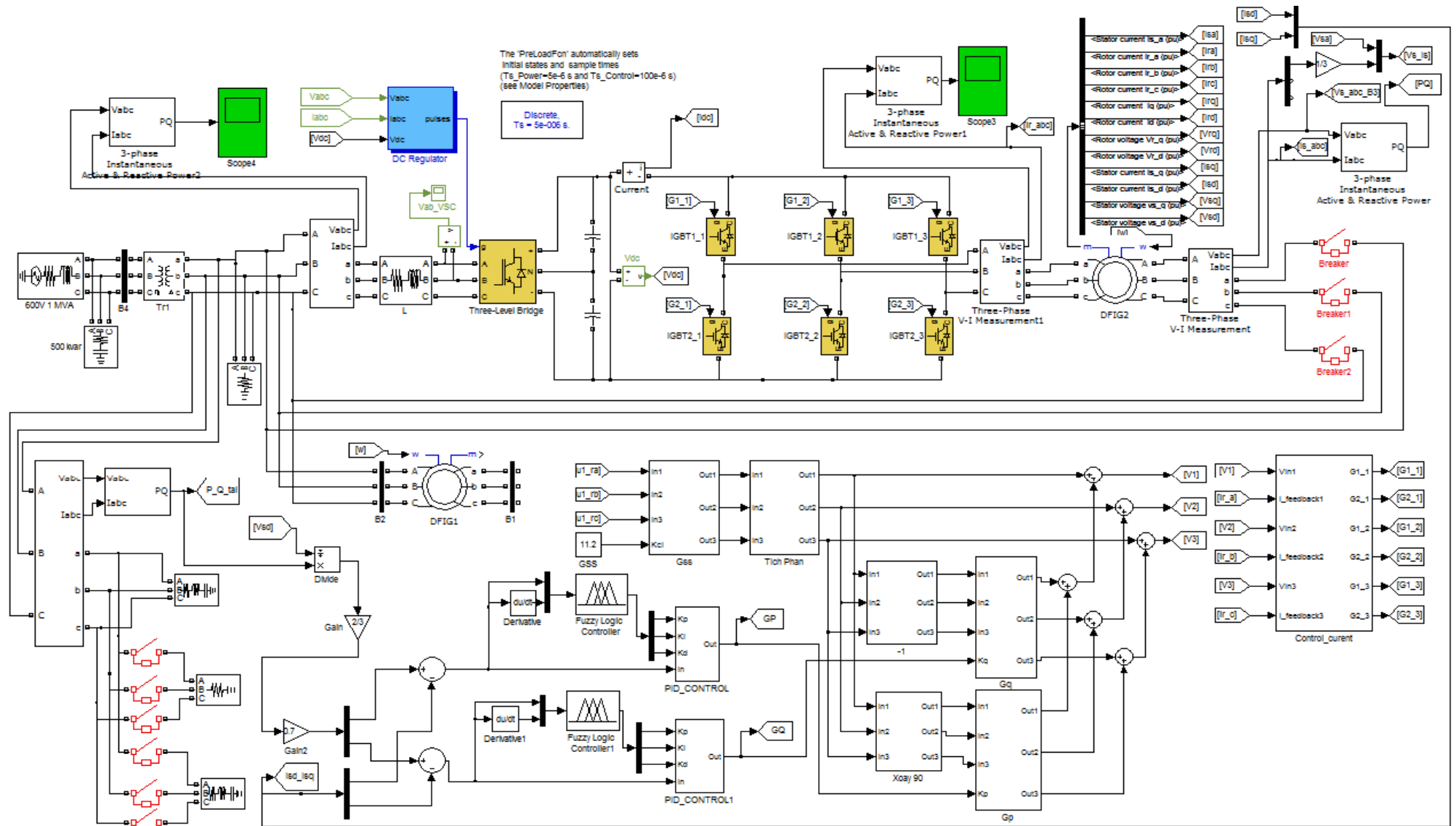


Hình 4.7: Đồ thị quan hệ các biến vào ra của bộ chỉnh định mờ

Tương tự, ta thiết kế bộ điều khiển cho kênh điều khiển công suất phản kháng Q giống hệt kênh điều khiển công suất tác dụng P , vì theo kết quả mô

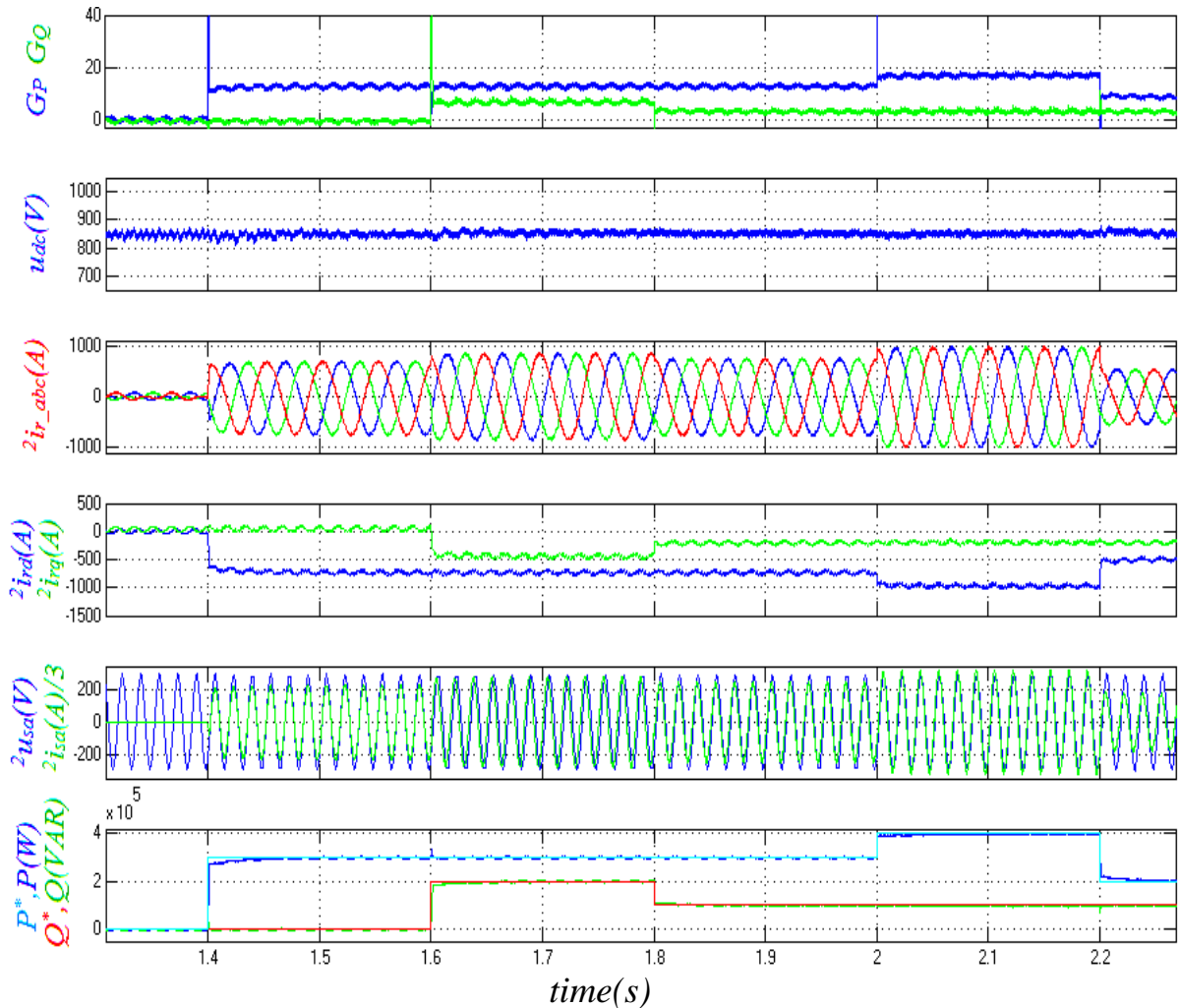
phỏng ở chương 3 và kết luận ở mục 2.3.4 trong chương 2 thì đặc điểm của kênh điều khiển Q giống với đặc điểm của kênh điều khiển P .

Vậy tác giả đã thiết lập được toàn bộ hệ thống điều khiển kín máy phát điện sử dụng DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor, mô hình mô phỏng toàn hệ thống được thể hiện ở hình 4.8.



Hình 4.8: Mô hình hệ thống điều khiển kín với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ

Thực hiện chạy mô hình tổng thể hệ thống khi giá trị đặt (giá trị mong muốn P^* , Q^*) thay đổi như sau: ban đầu, cho giá trị đặt $P^*=Q^*=0$, và cho thay đổi ngẫu nhiên các giá trị đặt của công suất tác dụng và công suất phản kháng P^* , Q^* tại các thời điểm $t=1.4s$, $1.6s$, $1.8s$, $2.0s$, $2.2s$. Kết quả mô phỏng được thể hiện ở hình 4.9:



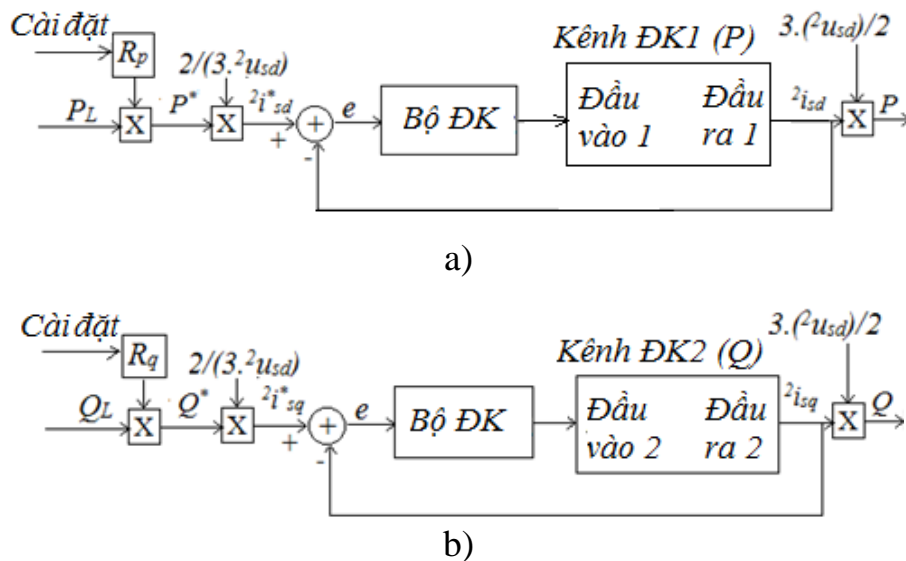
Hình 4.9: Kết quả mô phỏng hệ thống với bộ điều khiển PID chỉnh định mờ

Kết quả mô phỏng cho thấy các giá trị công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q của stator DFIG2 phát ra lên lưới luôn bám theo các giá trị mong muốn P^* , Q^* với thời gian quá độ rất nhỏ (khoảng $0.01s$) và không có độ quá điều chỉnh. Trong khi đó, điểm lại kết quả của một số công trình nghiên cứu gần đây về điều khiển trực tiếp công suất tác dụng và công suất phản kháng của DFIG phát lên lưới [35][42][86][56] cho thấy: thời gian quá độ ngắn nhất là khoảng $0.05s$, một số công trình còn có độ dao động và độ quá điều chỉnh lớn.

Vậy, với đề xuất mới của tác giả về hệ thống điều khiển DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor đã cải thiện đáng kể chất lượng của hệ thống phát điện.

4.4 Phân chia tải hệ thống phát điện với lưới điện

Hệ thống phát điện được hòa với lưới điện, hệ thống phải đảm bảo việc phân chia chịu tải giữa máy phát và lưới điện. Có các phương pháp phân chia chịu tải của máy phát như: phân chịu tải theo độ cứng đặc tính cơ-công suất, phân chia chịu tải theo tỉ lệ công suất đặt trước. Để tiến hành mô phỏng, tác giả thực hiện phân chia tải theo các tỉ lệ công suất đặt trước. Mô hình phân chia chịu tải của máy phát với lưới điện thể hiện ở hình 4.10, với hệ số phân chia tỉ lệ tải công suất tác dụng là R_p , hệ số phân chia tỉ lệ công suất phản kháng là R_q , công suất tác dụng và công suất phản kháng của tải tiêu thụ lần lượt là P_L và Q_L .

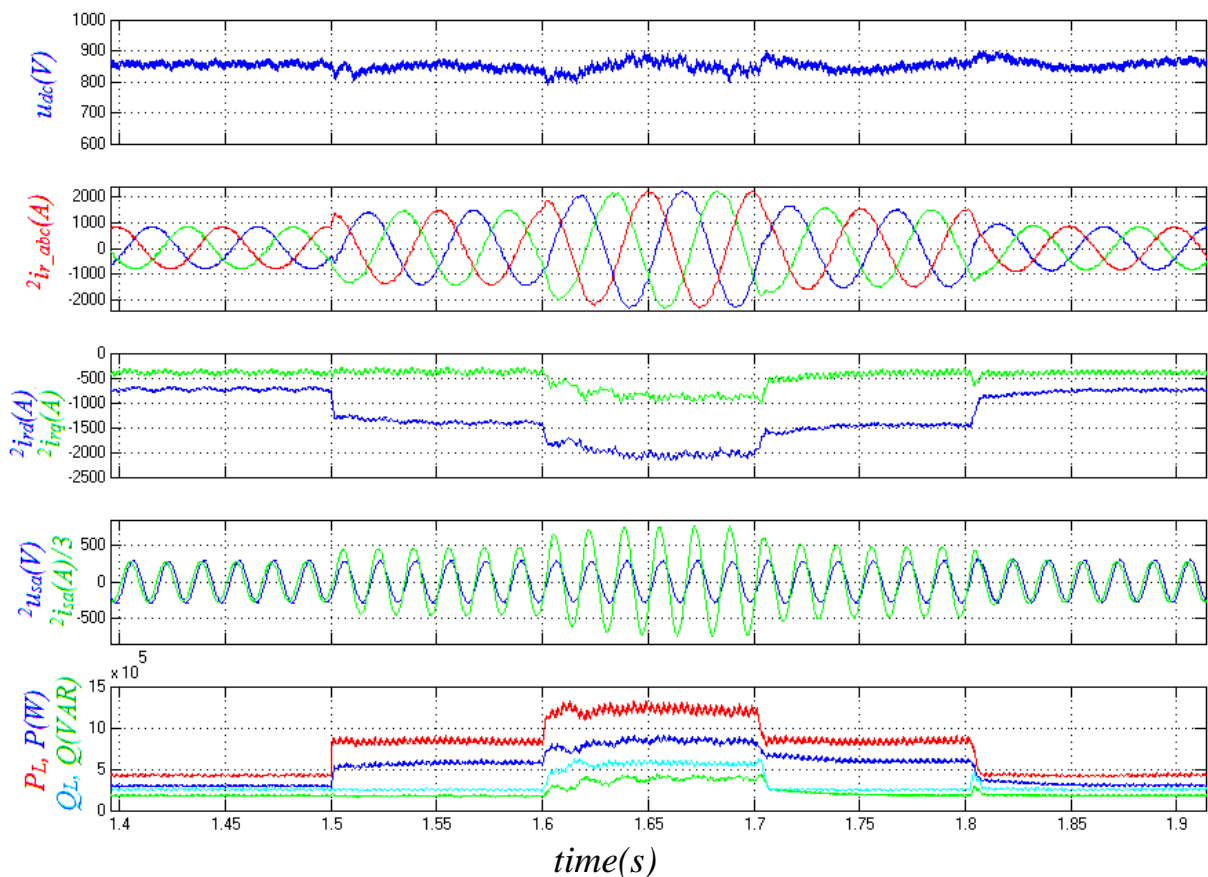


Hình 4.10: Phân chia công suất chịu tải của máy phát với lưới điện

Tác giả chạy thử hệ thống như sau: cài đặt hệ số phân chia tải $R_p=R_q=70\%$. Ban đầu, nối với lưới phụ tải 1 có công suất tác dụng $P_{L1}=500kw$, công suất phản kháng $Q_{L1}=300kavr$. Tại thời điểm $t=1.5$ s, nối thêm vào lưới phụ tải thứ 2 có công suất tác dụng $P_{L2}=400kw$, công suất phản kháng $Q_{L2}=0$. Tại thời điểm $t=1.6$ s, nối thêm vào lưới phụ tải thứ 3 có công suất tác dụng $P_{L3}=\dots$

300kw, công suất phản kháng $Q_{L3}=300 \text{ kvar}$. Tại thời điểm $t=1.7\text{s}$, ngắt tải 3 ra khỏi lưới. Tại thời điểm $t=1.8\text{s}$, ngắt tải thứ 2 ra khỏi lưới. Kết quả mô phỏng được thể hiện ở hình 4.11.

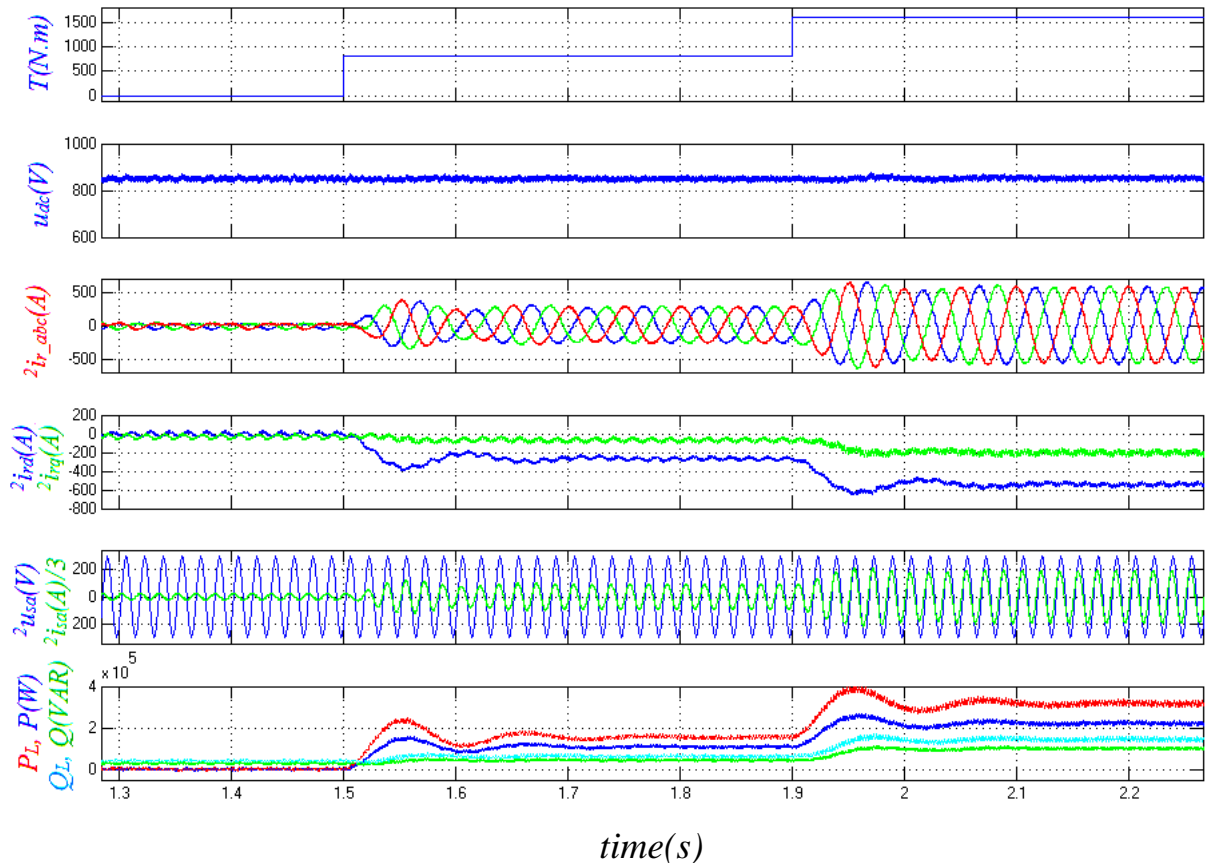
Từ kết quả mô phỏng cho thấy, đáp ứng công suất tác dụng P và công suất phản kháng Q của DFIG2 phát lên lưới luôn bám theo giá trị công suất mong muốn của nó (70% công suất của tải) với thời gian quá độ rất nhỏ (hình 4.11).



Hình 4.11: Kết quả mô phỏng phân chia công suất tải giữa máy phát với lưới

Trên đây là kết quả mô phỏng quá trình phân chia tải của máy phát với lưới điện trong trường hợp các phụ tải có công suất tác dụng và công suất phản kháng là cố định. Tuy nhiên thực tế có rất nhiều phụ tải là động cơ điện, các thành phần công suất tác dụng và công suất phản kháng thường xuyên thay đổi phức tạp để đáp ứng các yêu cầu về truyền động điện. Vì vậy, để có kết quả sát thực, tác giả chạy thử hệ thống với trường hợp khác như sau:

Phụ tải là động cơ điện không đồng bộ rotor lồng sóc (mã hiệu 215HP, 320KW, 400V, 1487RPM). Ban đầu (trước thời điểm $t=1.5s$), đóng động cơ vào lưới điện, cho momen cản trên đầu trục động cơ bằng 0; tại thời điểm $t=1.5s$, cho momen cản trên đầu trục động cơ $=800(N.m)$; tại thời điểm $t=1.9s$, cho momen cản trên đầu trục động cơ $=1600(N.m)$. Ta được các kết quả mô phỏng như hình 4.12.

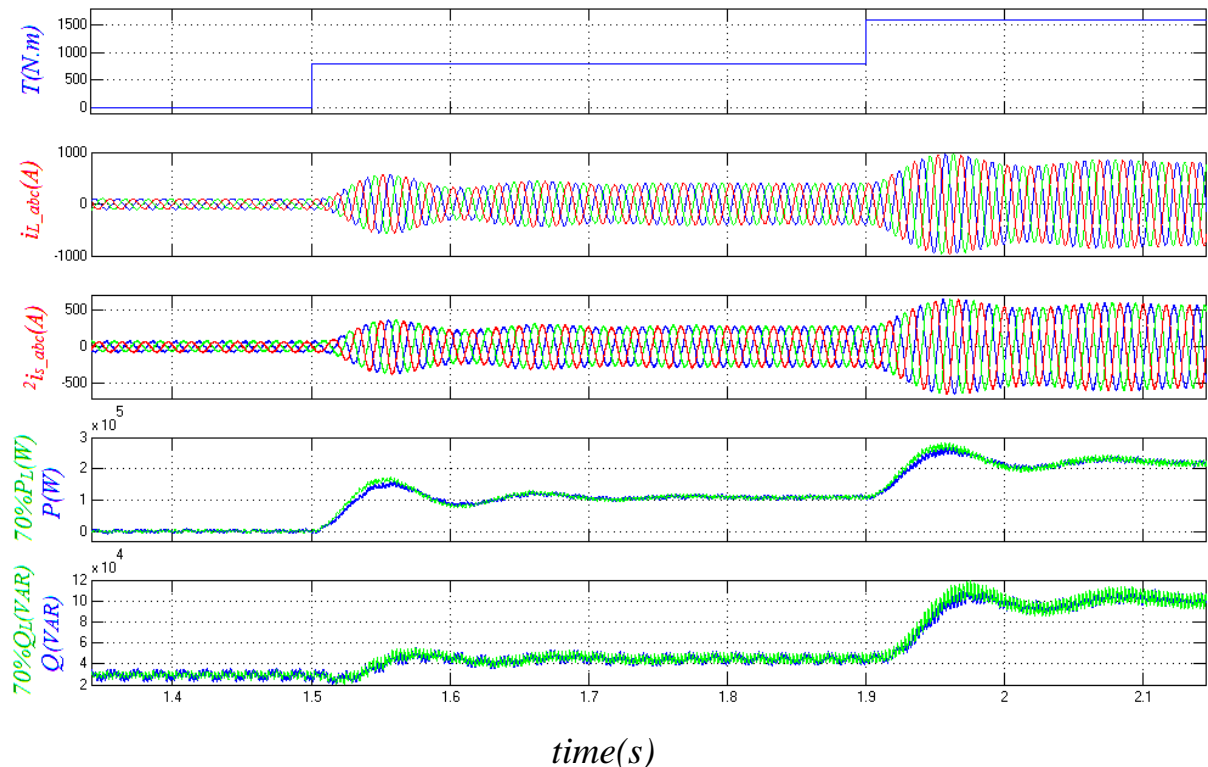


Hình 4.12: Kết quả mô phỏng khi phụ tải là động cơ xoay chiều 3 pha

Từ kết quả mô phỏng cho thấy, khi momen cản trên đầu trục của động cơ thay đổi, công suất tác dụng và công suất phản kháng của động cơ tiêu thụ từ lưới thay đổi phức tạp, dẫn đến các giá trị mong muốn (giá trị đặt) của công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát phát lên lưới thay đổi theo. Tuy nhiên, từ kết quả mô phỏng cho thấy, công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát lên lưới luôn bám theo các giá trị đặt.

Để thấy được rõ hơn về khả năng bám các giá trị đặt của hệ thống, tác giả thực hiện lấy kết quả mô phỏng chi tiết hơn gồm: các giá trị đặt (70% công suất

phụ tải) và giá trị thực tế của công suất trên cùng một đồ thị, được thể hiện ở hình 4.13. Từ kết quả mô phỏng cho thấy, các đường giá trị công suất thực tế của máy phát (P , Q) gần như trùng khớp với các đường giá trị đặt của nó ($70\%P_L$; $70\%Q_L$). Ngoài ra, tại các thời điểm thay đổi momen cản trên đầu trục của phụ tải động cơ ($t=1.5s$; $t=1.9s$), các giá trị dòng điện tiêu thụ của động cơ (i_{L_abc}) bị thay đổi nhanh và đột ngột, nhưng dòng điện phát ra của máy phát ($^2i_{s_abc}$) cũng thay đổi nhanh và đột ngột theo. Như vậy, các dòng điện phát ra của máy phát đã thay đổi nhanh và kịp thời, đáp ứng tốt các yêu cầu tiêu thụ điện của phụ tải, góp phần đảm bảo tính ổn định lưới điện.



Hình 4.13: Kết quả mô phỏng khả năng điều khiển bám giá trị đặt của hệ thống khi phụ tải là động cơ xoay chiều 3 pha

Nhận xét và kết luận chương 4

Trong chương 4, tác giả đã phân tích và xác định được đối tượng điều khiển, xây dựng được các bộ điều khiển PID chỉnh định mờ để điều khiển đối tượng. Kết quả đạt được là hệ thống phát điện đã đáp ứng được rất tốt các yêu cầu cấp điện trong chế độ hòa với lưới như: Điện áp của máy phát luôn bám theo điện áp lưới; công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát

luôn đáp ứng theo các giá trị mong muốn trong thời gian quá độ rất nhỏ và không có độ quá điều chỉnh; các dòng điện của máy phát lên lưới thay đổi nhanh và kịp thời, đáp ứng tốt với các yêu cầu tiêu thụ điện của phụ tải tiêu thụ.

Tóm lại, ưu điểm của phương pháp điều khiển DFIG bằng kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor là phương pháp có cấu trúc điều khiển đơn giản nhưng chất lượng đạt được cao.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

Kết luận

Đề tài là công trình khoa học đầu tiên về đề xuất cấu trúc điều khiển máy điện dị bộ nguồn kép trong máy phát trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu cảm ứng rotor.

Phương pháp điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor đã đơn giản hóa được cấu trúc điều khiển DFIG trong máy phát điện, phương pháp cũng đã cách ly được 2 kênh điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng, 2 kênh này được điều khiển độc lập thông qua 2 hệ số trong 2 mạch khuếch đại tín hiệu lập trình được.

Phương pháp điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor cũng đã nâng cao khả năng bám điện áp lưới “mềm” của máy phát trong điều kiện tốc độ thay đổi, nâng cao được độ ổn định và tính an toàn của lưới điện.

Kiến nghị

Với những kết quả đạt được, đề tài đã nâng cao được hiệu quả sử dụng máy điện dị bộ nguồn kép trong máy phát điện.

Tuy nhiên để hoàn thiện hơn nữa, tác giả xin đề xuất một vài hướng nghiên cứu tiếp theo như sau:

- Nghiên cứu điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor khi hòa với lưới điện trong trường hợp bị lỗi lưới không đối xứng.
- Nghiên cứu điều khiển DFIG trên cơ sở kỹ thuật đồng dạng tín hiệu rotor ứng dụng trong trường hợp nuôi phụ tải độc lập.

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA CỦA ĐỀ TÀI

1. “Excitation Control System of DFIG Connected to the Grid on the Basis of Similar Signals from Rotor”, *The 10th IEEE International Conference on Mechatronics and Automation-IEEE-ICMA, 4-7th August, 2013 in Takamatsu, Japan*, pp.738-742. (ISBN: 978-1-4673-5557-5, Indexed: SCOPUS, EI).
2. “The controller of DFIG power fed into the grid basing on the rotor similar signal method”, *International Journal Applied Mechanics and Materials, Volumes 415- Automatic Control and Mechatronic Engineering II*, pp.245-249. (ISSN: 1662-7482, Indexed: SCOPUS, ISI (ISTP), EI, IEE). (December, 2013)

TÀI LIỆU THAM KHẢO**Tiếng việt**

- [1] Nguyễn Hoàng Hải, Nguyễn Tiến Ban (2011), “Xây dựng mô hình DFIG làm máy phát đồng trục dựa trên nguyên lý phẳng”, *Tạp chí Khoa học và công nghệ Hàng hải tháng số 26, 04/2011*, tr. 51-55.
- [2] Nguyễn Hoàng Hải, Nguyễn Tiến Ban (2012), “Điều khiển DFIG làm chức năng máy phát đồng trục trong trạm phát điện tàu thủy dựa trên nguyên lý hệ phẳng”, *Tạp chí Khoa học và công nghệ Hàng hải tháng số 29, 01/2012*, tr. 41-46.
- [3] Thân Ngọc Hoàn (1995), *Máy điện tàu thủy-tập 1*, Nhà xuất bản giao thông vận tải.
- [4] Thân Ngọc Hoàn (2002), *Mô phỏng hệ thống điện tử công suất và truyền động điện*, Nhà xuất bản xây dựng.
- [5] Thân Ngọc Hoàn, Nguyễn Tiến Ban (2008), *Trạm phát và lưới điện tàu thủy*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [6] Đặng Danh Hoàng (2012), *Cải thiện chất lượng điều khiển máy phát không đồng bộ nguồn kép dùng trong hệ thống phát điện chạy sức gió bằng phương pháp điều khiển phi tuyến*, Đề tài tiến sỹ kỹ thuật, Đại học Thái Nguyên.
- [7] Nguyễn Thị Mai Hương (2012), *Sách lược điều khiển nhằm nâng cao tính bền vững trụ lưới của hệ thống phát điện sức gió sử dụng máy điện không đồng bộ nguồn kép*, Đề tài tiến sỹ kỹ thuật, Đại học Thái Nguyên.
- [8] Phan Xuân Minh, Nguyễn Doãn Phước (2001), *Lý thuyết điều khiển mờ*, Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật.
- [9] Nguyễn Phùng Quang (1998), “Máy điện dị bộ nguồn kép dùng làm máy phát trong hệ thống phát điện chạy sức gió: Các thuật toán điều chỉnh đảm bảo phân ly giữa mô men và hệ số công suất” *tuyển tập VICA3*, tr. 413-437.
- [10] Nguyễn Phùng Quang, Ditttrich A (2002), *Truyền động điện thông minh*, NXB Khoa học và kỹ thuật Hà Nội.

- [11] Cao Xuân Tuyền (2008), *Tổng hợp các thuật toán phi tuyến trên cơ sở phương pháp Backstepping để điều khiển máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ thống máy phát điện sức gió*, Đề tài tiền sỹ kỹ thuật, Đại học Bách khoa Hà Nội.
- [12] Vũ Hà Việt (2010), *Trạm phát điện tàu thủy với máy phát đồng trục cung cấp năng lượng thông qua biến tần, Nghiên cứu các bộ điều khiển khi các máy phát làm việc song song*, Luận văn thạc sỹ kỹ thuật, Đại học Hàng Hải.

Tiếng anh

- [13] Abad G., Rodriguez M. A., Iwanski G., and Poza J. (2010), “Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 442–452.
- [14] Abad G., Rodriguez M. A., and Poza J. (2008), “Two-level VSC based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.23, no.3, pp. 1050–1061.
- [15] Abad G., Rodriguez M. A., Poza J., and Canales J. M. (2010), “Direct torque control for doubly fed induction machine-based wind turbines under voltage dips and without crowbar protection”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.25, no.2, pp. 586–588.
- [16] Abdullah M. A., Yatim A. H. M., Tan C. W., and Saidur R. (2012), “A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 5, pp. 3220-3227.
- [17] Abolhassani M., Niazi P., Tolivat H., and Enjeti P. (2003), “A sensorless Integrated Doubly-Fed Electric Alternator/Active filter (IDEA) for variable speed wind energy system”, *Conf. Rec. 38th IEEE IAS Annu Meeting* , pp. 507–514.
- [18] Arbi J., Ghorbal M. J. B., Slama-Belkhodja I., and Charaabi L. (2009), “Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4163-4173.

- [19] Barati F., Oraee H., Abdi E., Shao S., and McMahon R. (2008), “The brushless doubly-fed machine vector model in the rotor flux oriented reference frame” , *Proc. 34th Annu. IEEE IECON*, pp. 1415–1420.
- [20] Bogalecka E. and Krzeminski Z. (2002), “Sensorless control of a double-fed machine for wind power generators”, *Proc. EPE-PMC, Dubrovnik and Cavtat, Croatia*, pp.1-8.
- [21] Boger M. and Wallace A. (1995), “Performance capability analysis of the brushless doubly-fed machine as a wind generator”, *Proc. 7th Int. Conf. Elect. Mach.Drives. No. 412*, pp. 458–461.
- [22] Bonnet F., Vidal P. E., and Pietrzak David M. (2007), “Dual direct torque control of doubly fed induction machine”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.5, pp. 2482–2490.
- [23] Cadirci I. and Ermis M. (1992), “Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds: Steady-state performance optimisation and wind-energy recovery”, *Proc. Inst. Elect.Eng.Elect. Power Appl.*, vol. 139, no. 5, pp. 429-442.
- [24] Cardenas R., Pena R., Asher G., Clare J., and Cartes J. (2004), “MRAS observer for doubly fed induction machines”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.19, no.2, pp. 467-468.
- [25] Cardenas R., Pena R., Clare J., Asher G., and Proboste J. (2008), “MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators”, *IEEE Trans. Power Electron*, vol.23, no.3, pp.1075-1084.
- [26] Cardenas R., Pena R., Proboste J., Asher G., and Clare J. (2004), “Rotor current based MRAS observer for doubly-fed induction machines”, *Electron. Lett.*, vol.40, no.12, pp. 769-770.
- [27] Cardenas R., Pena R., Proboste J., Asher G., and Clare J. (2005), “MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.20, no 4, pp. 710–718.

- [28] Cardenas R., Pena R., Proboste J., Asher G., Clare J., and Wheeler P. (2008), "MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators", *Proc. 4th IET Conf. PEMD*, pp.568-572.
- [29] Cardenas R., Pena R., Tobar G., Clare J., Wheeler P., and Asher G. (2009), "Stability analysis of a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator fed by a matrix converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.56, no.10, pp.4194-4206.
- [30] Carmeli M. S., Iacchetti M., and Perini R. (2010), "A MRAS observer applied to sensorless doubly fed induction machine drives", *Proc. IEEE ISIE*, vol.1, pp. 3077-3082.
- [31] Castelli-Dezza F., Foglia G., Iacchetti M. F., and Perini R. (2012), "An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584.
- [32] Datta R. and Ranganathan V. T. (2001), "A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.48, no 4, pp.786-793.
- [33] Flores Mendes V., De Sousa C. V., Silva S. R., Rabelo J., and Hofmann W. (2011), "Modeling and ride-through control of doubly fed induction generators during symmetrical voltage sags", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.26, no.4, pp. 1161-1171.
- [34] Forchetti D. G., García G. O., Member S., and Valla M. I. (2009), "Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.56, no.10, pp. 4174-4180.
- [35] Jang, J. I., Kim, Y. S., & Lee, D. C. (2006), "Active and reactive power control of DFIG for wind energy conversion under unbalanced grid voltage", *Power Electronics and Motion Control Conference 2006-IPEMC2006. CES/IEEE 5th International*, Vol. 3, pp. 1-5.

- [36] Ghosn R., Asmar C., Pietrzak-David M., and De Fornel B. (2002), “A MRAS sensorless speed control of doubly fed induction machine”, *Proc. Int.Conf. Elect.*, pp.26–28.
- [37] Ghosn R., Asmar C., Pietrzak-David M., and De Fornel B. (2003), “A MRAS Luenberger sensorless speed control of doubly fed induction machine”, *Proc. Eur. Power Electron. Conf.*, pp.1-10.
- [38] Gowaid A., Ayman Abdel-Khalik S, Ahmed Massoud M., Shehab Ahmed (2013), “Ride-Through Capability of Grid-Connected Brushless Cascade DFIG Wind Turbines in Faulty Grid Conditions- A Comparative Study”, *IEEE Transactions on sustainable energy, Issue: 99*, pp.1-14.
- [39] Griffo A., Drury D., Sawata T., and Mellor P. H. (2012), “Sensorless starting of a wound-field synchronous starter/generator for aerospace applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.9, pp. 3579–3587.
- [40] Guofeng Y., Yongdong L., Jianyun C., and Xinjian J. (2008), “A novel position sensor-less control scheme of Doubly Fed Induction Wind Generator based on MRAS method” , *Proc. IEEE PESC* , pp. 2723-2727.
- [41] Hopfensperger B., Atkinson D. J., and Lakin R. A. (2000), “Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder,” *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol. 147, no. 4, pp. 241–250.
- [42] Hu, J., Nian, H., Hu, B., He, Y., & Zhu, Z. Q, (2010), ”Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on, Vol.25, No.4*, pp.1028-1039.
- [43] Hwang, H. S., Choi, J. N., Lee, W. H., & Kim, J. K. (1999), ”A tuning algorithm for the PID controller utilizing fuzzy theory”, *Neural Networks 1999-IJCNN'99. International Joint Conference on, Vol.4*, pp.2210-2215.
- [44] Kramer C. (1908), “Neue methode zur regelung von asynchronen motoren”, *Elektrotech.Z.*, vol. 29, p.734.
- [45] Lan, Ph.Ng (2006), *Linear and nonlinear control approach of double-fed induction generator in wind power generation*, P.h.D thesis, TU-Dresden.

- [46] Lavi A. and Polge R. J. (1966), "Induction motor speed control with static inverter in the rotor", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-85, no.1, pp.76-84.
- [47] Li S., Haskew T. A., Williams K. A., and R. P. Swatloski (2012), "Control of DFIG wind turbine with direct-current vector control configuration", *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 3, no. 1, pp.1-11.
- [48] Liserre M., Cardenas R., Molinas M., and Rodriguez J. (2011), "Overview of multi MW wind turbines and wind parks", *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095.
- [49] MAN B&W Diezel A/S (2004), *Shaft Generators for the MC and ME Engines*, Denmark.
- [50] Marques G. D., Pires V. F., Sousa S., and Sousa D. M. (2009), "Evaluation of a DFIG rotor position-sensorless detector based on a hysteresis controller", *Proc. Int. Conf. POWERENG Energy Elect. Drives*, pp.113–116.
- [51] Marques G. D., Pires V. F., Sousa S., and Sousa D. M. (. 2011), "A DFIG sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 9–17.
- [52] Marques G. D., and Sousa D. M. (2010), "A DFIG sensorless method for direct estimation of slip position", *Proc. IEEE Region 8 Int.Conf.Comput. Technol.Elect. Electron. Eng. (SIBIRCON)* , pp. 818-823.
- [53] Marques G. D., and Sousa D. M. (2011), "Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIG control without flux estimator", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.58, no.10, pp. 4717–4726.
- [54] McMahon R.A., Roberts P.C., Wang X., and Tavner P.J. (2006), "Performance of BDFM as generator and motor", *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 2, pp.289-299.
- [55] Merzoug M., and Naceri F. (2008), "Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor

(pmsm)", *Proceedings of world academy of science, engineering and technology*, Vol. 35, pp.299-304.

- [56] Mishra, J. P., Hore, D., & Rahman, A., (2011), "Fuzzy logic based improved Active and Reactive Power control operation of DFIG for Wind Power Generation", *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp.654-661.
- [57] Morel L., Godfroid H., Mirzaian A., and Kauffmann J. M. (1998), "Double-fed induction machine: Converter optimisation and field oriented control without position sensor", *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol.145, no.4, pp. 360-368.
- [58] Muller S., Deicke M., and De Doncker R. W. (2002), "Doubly fed induction generator systems for wind turbines", *IEEE Ind. Appl. Mag*, vol.8, no.3, pp. 26-33.
- [59] Nicolas Patin, Eric Monmasson, Jean-Paul Louis (2009), "Modeling and Control of a Cascaded Doubly Fed Induction Generator Dedicated to Isolated Grids", *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol.46, No.10, pp.4207-4219.
- [60] Panda, Gayadhar (2013), "Novel schemes used for estimation of power system harmonics and their elimination in a three-phase distribution system", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, pp.842-856.
- [61] Pattnaik M. and Kastha D.(2011), "Comparison of MRAS based speed estimation methods for a stand-alone doubly fed induction generator", *Proc. ICEAS*, pp.1-6.
- [62] Pena R, Clare J.C, Asher G.M (1996), "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation", *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 143.3, pp. 231-241.
- [63] Pena R., Cardenas R., Asher G. M., Clare J. C., Rodriguez J., and Cortes P. (2002), "Vector control of a diesel-driven doubly fed induction machine for a stand-alone variable speed energy system", *Proc. 28th Annu. IEEE IECON*, vol.2, pp.985-990.

- [64] Pena R., Cardenas R., Clare J., and Asher G. (2002), "Control strategy of doubly fed induction generators for a wind diesel energy system", *Proc. 28th Annu., IEEE IECON*, vol.4, pp. 3297–3302.
- [65] Pena R., Cardenas R., Proboste J., Asher G., and Clare J. (2005), "Sensorless control of a slip ring induction generator based on rotor current MRAS observer", *Proc. 36th IEEE PESC*, pp. 2508-2513.
- [66] Pena R., Cardenas R., Proboste J., Asher G., and Clare J. (2008), "Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.55, no.1, pp. 330-339.
- [67] Pena R., Cardenas R., Reyes E., Clare J., and Wheeler P. (2009), "A topology for multiple generation system with doubly fed induction machines and indirect matrix converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.56, no10, pp.4181-4193.
- [68] Pena R., Clare J. C., and Asher G. M. (1996), "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine", *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol.143, no.5, pp. 380–387.
- [69] Peng Ling Tsinghua, Li Yongdong, Chai Jianguo, Yual Guoteny (2007), "Vector control of a doubly fed induction generator for stand-alone ship shaft generator systems", *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, pp. 1033-1036.
- [70] Personal (2001), *Power management*, ASI Automation-Schiff-Industries.
- [71] Petersson (2005), *Analysis, Modeling and control of Doubly-Fed induction Generator for wind turbines*, P.h.D thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden.
- [72] Phan V.-T., Lee H.-H.(2012), "Performance enhancement of stand-alone DFIG systems with control of rotor and load side converters using resonant controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.48, no.1, pp.199-210.

- [73] Pimple B. B., Vekhande V. Y., and Fernandes B. G. (2011), "A new direct torque control of doubly-fed induction generator under unbalanced grid voltage", *Proc. 6th Annu. IEEE APEC Expo.*, pp.1576–1581.
- [74] Qizhong L., Lan Y., and Guoxiang W.(2011), "Comparison of control strategy for Double-Fed Induction Generator (DFIG)", *Proc. 3rd ICMTMA* , vol.1, pp.741–744.
- [75] Quang Ng.Ph, Ditttrich A, Lan Ph.Ng(1997), "Doubly fed induction Machine as Generator: Control Algorithms with Decoupling of Torque and Power Factor", *Electrical Engineering/ Archiv fur Elektrotechnik*, pp.325-335.
- [76] Rahmatian, B., & Mirabbasi, S. (2007), "A low-power 75 dB digitally programmable variable-gain amplifier in 0.18 μm CMOS", *Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal of*, Vol.32, No.4, pp.181-186.
- [77] Rashid, M. M., and Ahmad Wali. (2010), "Fuzzy-PID hybrid controller for point-to-point (PTP) positioning system", *American Journal of Scientific Research* , pp.72-80.
- [78] Ruviaro M., Runcos F., Sadowski N., and Borges I. M. (2012), "Analysis and test results of a brushless doubly fed induction machine with rotary transformer", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp.2670-2677.
- [79] Santos-Martin D., Rodriguez-Amenedo J. L., and Arnalte S. (2008), "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.23, no.5, pp.2328-2336.
- [80] Satish. R. V , Zafar. J. K, "Performance of tuned PID controller and a new hybrid fuzzy PD + I controller", *World Journal of Modelling and Simulation*, Vol. 6 No. 2, pp.141-149.
- [81] Sanz, A. T., Cehna, S., & Calvo, B. (2005), "High linear digitally programmable gain amplifier", *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*, pp. 208-211.
- [82] Sanz, M. T., Celma, S., & Calvo, B. (2006), "Highly Linear MOS Current Division Techniques for Programmable Gain Amplifiers", *Devices, Circuits and*

Systems, Proceedings of the 6th International Caribbean Conference on, pp. 95-100.

- [83] Schauder C. (1992), “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.28, no.5, pp.1054-1061.
- [84] Sinthipsomboon, Kwanchai (2011), "A hybrid of fuzzy and fuzzy self-tuning PID controller for servo electro-hydraulic system", *Industrial Electronics and Applications (ICIEA) 6th IEEE Conference on*, pp.220-225.
- [85] Smith G. A., and Nigim K. A. (1981), “Wind-energy recovery by a static Scherbius induction generator”, *Proc. Inst. Elect. Eng. Gen., Transmiss. Distrib.*, vol. 128, no. 6, pp.317–324.
- [86] Sun, L., Mi, Z., Yu, Y., Wu, T., & Tian, H. (2009), ”Active power and reactive power regulation capacity study of DFIG wind turbine” *Sustainable Power Generation and Supply 2009-SUPERGEN'09, IEEE International Conference on*, pp.1-6.
- [87] Thang Nguyen Trong, Ban Nguyen Tien, Hai Nguyen Thanh (2013), “A novel method for excitation control of DFIG connected to the grid on the basis of similar signals from rotor”, *International Journal Applied Mechanics and Materials, Vol.336-338 Industrial Instrumentation and Control Systems II*, pp.1153-1160.
- [88] Thang Nguyen Trong, Ban Nguyen Tien, Hai Nguyen Thanh (2013), “Excitation Control System of DFIG Connected to the Grid on the Basis of Similar Signals from Rotor”, *10th IEEE-ICMA, Japan*, pp.738-742.
- [89] Tohidi S., Oraee H., Zolghadri M. R., Shao S., and Tavner P. (2013), “Analysis and enhancement of low-voltage ride-through capability of brushless doubly fed induction generator”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.60, no.3, pp.1146-1155.
- [90] Tremblay E., Atayde S., and Chandra A. (2011), “Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion

systems: A DSP-based implementation approach”, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol.2, no.3, pp. 288-299.

- [91] Uctug M. Y., Eskandarzadeh I., and Ince H. (1994), “Modelling and output power optimisation of a wind turbine driven double output induction generator”, *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol. 141, no. 2, pp.33-38
- [92] Web site, ABB, “ABB low voltage wind turbine converters ACS800-67, 0.6 to 2.2 MW”, <http://www05.abb.com/global/scot>, Accessed on July 2012.
- [93] Website, Schneider, ”Altivar-71”, <http://www.schneider-electric.co.uk/sites/uk/en/products-services/automation-control>, Accessed on June 2012.
- [94] Wong K. C., Ho S. L., and Cheng K.W. E. 2009 (), “Direct control algorithm for doubly fed induction generators in weak grids,” *IET Elect. Power Appl.*, vol. 3, no. 4, pp.371-380.
- [95] Xu, J., & Feng, X. (2004), ”Design of adaptive fuzzy PID tuner using optimization method”, *Intelligent Control and Automation, 2004-WCICA 2004. Fifth World Congress on*, Vol. 3, pp.2454-2458. .
- [96] Zhi D., and Xu L. (2007), “Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp.110-118.
- [97] Zoheir Tir, Hammoud Rajeai, Rachid Abdessemed (2010), “ Analysis and vector control of a cascaded doubly fed induction generator in wind energy applications ”, *Revue des Energies Renouvelables SMEE’10*, pp.347-358.