



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG)
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO (EMC)
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO (PPGEEC)

CELIO CORRÊA LEMES FILHO

**Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Imãs
Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero**

GOIÂNIA
2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO (TECA) PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES

E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a [Lei 9.610/98](#), o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do material bibliográfico

Dissertação Tese Outro*: _____

*No caso de mestrado/doutorado profissional, indique o formato do Trabalho de Conclusão de Curso, permitido no documento de área, correspondente ao programa de pós-graduação, orientado pela legislação vigente da CAPES.

Exemplos: Estudo de caso ou Revisão sistemática ou outros formatos.

2. Nome completo do autor

CELIO CORRÊA LEMES FILHO

3. Título do trabalho

Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero

4. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador)

Concorda com a liberação total do documento SIM NÃO¹

[1] Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante:

a) consulta ao(à) autor(a) e ao(à) orientador(a);

b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação.

O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

Obs. Este termo deverá ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 06/03/2025, às 10:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Celio Corrêa Lemes Filho, Discente**, em 06/03/2025, às 10:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5209123** e o código CRC **9A3350B1**.

CELIO CORRÊA LEMES FILHO

**Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Imãs
Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação, da Universidade Federal de Goiás (UFG), como requisito para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Computação.

Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

GOIÂNIA
2025

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Lemes Filho, Celio Corrêa

Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero [manuscrito] / Celio Corrêa Lemes Filho. - 2025.

CV, 105 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Goiânia, 2025.

Bibliografia. Apêndice.

Inclui siglas, símbolos, gráfico, tabelas, lista de figuras, lista de tabelas.

1. Máquina síncrona de ímãs permanentes. 2. Controle vetorial. 3. Força contra eletromotriz não senoidal. 4. Componente de sequência zero. I. Paula, Geyverson Teixeira de, orient. II. Título.

CDU 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE TESE

Ata Nº 1 da sessão de Defesa de Tese de CELIO CORRÊA LEMES FILHO que confere o título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO, na área de concentração em ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aos **trinta dias do mês de janeiro de dois mil e vinte e cinco**, a partir das 14h00min., realizou-se a sessão pública de Defesa de Tese intitulada “**Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero**”. Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor **Geyverson Teixeira de Paula - (EMC/UFG)**, com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professor Doutor **Bernardo Pinheiro de Alvarenga - (EMC/UFG)** Membro Titular Interno; Doutor **William César de Andrade Pereira - (WEG)** Membro Titular Externo; Professor Doutor **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - (USP)** Membro Titular Externo, e Professor Doutor **Marcelo Vinícius de Paula - (UNICAMP)** Membro Titular Externo, **cujas participações ocorreram através de videoconferência**, pelo link: meet.google.com/fgi-myqq-rei. Durante a argüição os membros da banca **não fizeram** sugestão de alteração do título do **trabalho**. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Tese tendo sido o candidato **aprovado** pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor **Geyverson Teixeira de Paula**, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos **trinta dias do mês de janeiro de dois mil e vinte e cinco**.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 30/01/2025, às 16:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Bernardo Pinheiro De Alvarenga, Professor do Magistério Superior**, em 30/01/2025, às 16:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Vinícius de Paula, Usuário Externo**, em 30/01/2025, às 16:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **William César de Andrade Pereira, Usuário Externo**, em 30/01/2025, às 16:51, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, Usuário Externo**, em 31/01/2025, às 11:14, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5123951** e o código CRC **0ED640F5**.

Referência: Processo nº 23070.063906/2024-92

SEI nº 5123951

Aos meus pais, pelo apoio incondicional e constante incentivo aos meus estudos e sonhos.

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Geyverson pela orientação durante essa pesquisa, pela paciência, pelo conhecimento compartilhado e pelas contribuições.

Aos professores e colegas da pós-graduação que contribuíram de alguma forma para que este trabalho pudesse ser construído.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro no início do desenvolvimento desta pesquisa.

Aos meus pais e irmã pelo apoio e incentivo em todos os momentos.

E, por fim, agradeço a todos que, de forma direta ou indiretamente, contribuíram para a minha formação.

“A força não vem de vencer. Suas lutas desenvolvem suas forças quando você atravessa dificuldades e decide não se render. Isso é a força.”

Arnold Schwarzenegger

Resumo

Lemes Filho, C. C. Extensão da Transformada dq para Máquina Síncrona de Imãs Permanentes Não Senoidal com Corrente de Sequência Zero. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação, Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2024.

Este trabalho propõe uma nova extensão generalizada da transformada de Park (dq), que facilita o controle de máquinas síncronas de imãs permanentes com enrolamento aberto (*open-end winding*) ou com acesso ao neutro (conexão Y), cuja a força contra eletromotriz (FCEM) é não senoidal. A transformada proposta, denominada dqy , possibilita o aproveitamento de todas as componentes harmônicas presentes na força contra eletromotriz para a produção de torque eletromagnético. A extensão proposta é aplicada em uma máquina síncrona de imãs permanentes por meio de um coeficiente de ampliação de magnitude e um ângulo de rotação. O novo sistema de coordenadas proposto permite a redução de perdas de potência no enrolamento do estator, pois toda corrente que está circulando na máquina está envolvida na produção de torque eletromagnético. Os resultados obtidos por meio de simulação e ensaio experimental validam a eficácia do controle vetorial proposto.

Palavras-chave: Máquina síncrona de imãs permanentes, controle vetorial, força contra eletromotriz não senoidal, componente de sequência zero.

Abstract

Lemes Filho, C. C. Extension of the dq Transformation for Non-Sinusoidal Permanent Magnet Synchronous Machine with Zero-Sequence current. Thesis (Ph.D. Degree) – School of Electrical, Mechanical and Computer Engineering, Federal University of Goiás, Goiânia, 2024.

This work proposes a novel generalized extension of the Park transformation (dq), which facilitates the control of permanent magnet synchronous machines with open-end winding or Y-connected machines with an accessible neutral, where the back electromotive force (BEMF) waveform is non-sinusoidal. The proposed transformation, called dqy , enables the utilization of all harmonic components present in the back electromotive force for electromagnetic torque production. The proposed extension is applied to a permanent magnet synchronous machine through a magnitude amplification coefficient and a rotation angle. The new coordinate system allows for the reduction of power losses in the stator winding, as all current flowing through the machine contributes to the production of electromagnetic torque. The results obtained through simulation and experimental testing validate the effectiveness of the proposed vector control.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine, vector control, non-sinusoidal back electromotive force, zero-sequence component.

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Classificação das Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes.....	2
Figura 2.1 - Topologia de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes no Rotor.....	10
Figura 2.2 – Representação gráfica dos eixos coordenados $\alpha\beta$, dq e dqx	15
Figura 2.3 – FCEM nos eixos coordenados abc	17
Figura 2.4 – FCEM nos eixos coordenados $\alpha\beta 0$	18
Figura 2.5 – FCEM nos eixos coordenados $dq0$	19
Figura 2.6 – FCEM nos eixos coordenados dqx	20
Figura 3.1 – Rotações dos eixos coordenados	22
Figura 3.2 – FCEM nos eixos coordenados dqy	27
Figura 4.1 – Representação simplificada do controle vetorial	30
Figura 4.2 – Diagrama do controle dqy	31
Figura 4.3 – Diagrama do controle dqy com desacoplamento	35
Figura 5.1 – Inversor de seis braços	39
Figura 5.2 – Inversor com quatro braços	39
Figura 5.3 – Inversor com três braços e quatro fios com capacitores	40
Figura 5.4 – Inversor com três braços e quatro fios com diodos.....	41
Figura 6.1 - Máquina Síncronas de Ímã Permanente no Rotor (cinza)	44
Figura 6.2 – Forma de onda da FCEM normalizada pela velocidade	44
Figura 6.3 – Harmônicas contidas na forma de onda da fase A da FCEM	45
Figura 6.4 – Valores de θ_r , $\theta_r + \theta_x$ e θ_y	45
Figura 6.5 – Valores de a_x e a_y	46
Figura 6.6 – Forma de onda da corrente na fase a no controle dqx e dqy	47
Figura 6.7 – Harmônicas contidas na forma de onda da fase a no controle dqx e dqy	47
Figura 6.8 – Ligação do neutro da máquina no barramento CC do inversor	48
Figura 6.9 – Corrente no eixo qy , simulado e experimental.....	49
Figura 6.10 – Corrente no eixo qx , simulado e experimental.....	49
Figura 6.11 – Corrente no eixo α , simulado e experimental.	50

Figura 6.12 – Corrente no eixo β , simulado e experimental.	50
Figura 6.13 – Corrente no eixo 0, simulado e experimental.	51
Figura 6.14 – Trajetória nos eixos $\alpha\beta$, simulado e experimental.	51
Figura 6.15 – Trajetória nos eixos $\alpha\beta 0$, simulado e experimental.	52
Figura 6.16 – Corrente na fase a	52
Figura 6.17 – Curva de torque	53
Figura 6.18 – Curva de velocidade	53

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Comparação dos valores RMS da FCEM das Figuras 2.5, 2.6 e 3.2.....	27
Tabela 6.1 – Parâmetros da MSIP	44

Sumário

CAPÍTULO 1.....	1
Introdução.....	1
1.1 Objetivos.....	5
1.2 Organização do texto.....	6
CAPÍTULO 2.....	9
Modelagem matemática.....	9
2.1 Introdução.....	9
2.2 Modelagem convencional por fase.....	9
2.3 Controle vetorial para máquinas com FCEM senoidal.....	12
2.4 Controle vetorial para máquinas com FCEM não-senoidal.....	14
2.5 Análise de FCEM nos sistemas de eixos coordenados $\alpha\beta 0$, $dq0$ e dqx	17
CAPÍTULO 3.....	21
Transformada dqy	21
3.1 Introdução.....	21
3.2 Modelo vetorial da MSIP.....	21
3.3 Análise da FCEM no sistema de coordenadas dqy	26
3.4 Perdas no cobre.....	27
CAPÍTULO 4.....	29
Implementação do controle vetorial dqy	29
4.1 Introdução.....	29
4.2 Implementação do controle vetorial.....	29
4.3 Implementação do controle vetorial com desacoplamento.....	33
CAPÍTULO 5.....	37

Inversores.....	37
5.1 Introdução.....	37
5.2 Inversor com seis braços.....	37
5.3 Inversor com quatro braços	38
5.4 Inversor com três braços e quatro fios.....	40
CAPÍTULO 6.....	43
Resultados.....	43
6.1 Introdução.....	43
6.2 Implantação da transformada <i>dqy</i>	43
CAPÍTULO 7.....	55
Conclusão e diretivas futuras	55
7.1 Conclusão	55
7.2 Diretivas futuras	56
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	57
APÊNDICE A.....	63
Modelagem convencional por fase	63
APÊNDICE B.....	65
Transformada $\alpha\beta 0$	65
APÊNDICE C.....	67
Transformada $dq0$	67
APÊNDICE D	71
Transformada dqx	71
APÊNDICE E.....	75
Transformada dqy	75

Capítulo 1

Introdução

As máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) surgiram na década de 1930, eliminando as escovas e comutadores presentes nos motores CC. Os rotores dessas máquinas adotaram ímãs permanentes de Alnico e operavam sem variação de frequência [1].

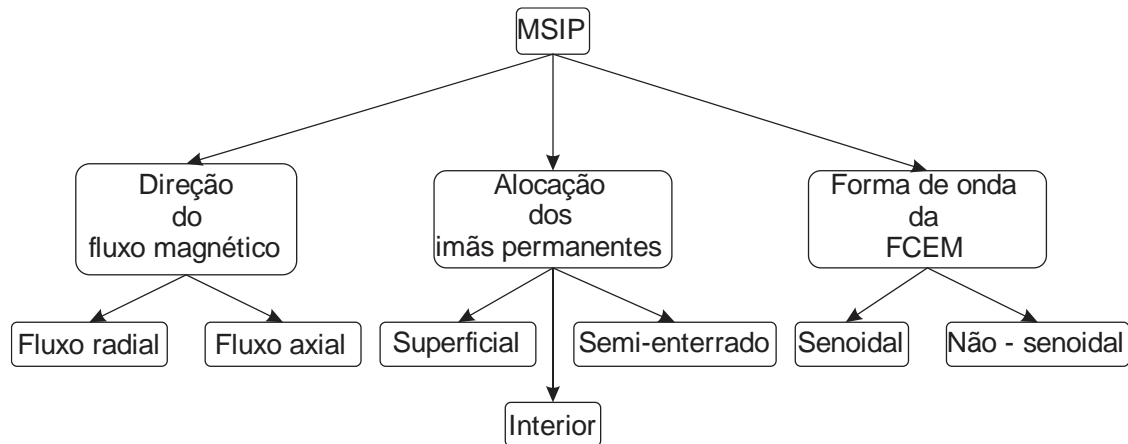
Na década de 1950, o surgimento dos componentes semicondutores possibilitou o acionamento das máquinas síncronas de ímãs permanentes com variação de frequência [2]. O desenvolvimento de ímãs permanentes de diferentes composições, como Alnico, Cerâmica, Samário Cobalto e Neodímio-Ferro-Boro (Nd-Fe-B) ampliaram as aplicações das MSIP. A escolha do material para os ímãs permanentes depende da aplicação da máquina, considerando as propriedades dos ímãs permanentes, como remanência, condutividade, rigidez mecânica, perdas por histerese e características de desmagnetização [3].

As máquinas síncronas de ímãs permanentes têm apresentado crescente utilização em aplicações de tração veicular, aeronaves e no setor industrial [4]–[8], em função de sua alta eficiência e alta densidade de energia, devido ao emprego de ímãs de terras raras ou topologias de rotor que permitem maior densidade de fluxo no entreferro [9]. A alta eficiência está relacionada às baixas perdas existentes no rotor e a ausência de escovas no acionamento, uma vez que o acionamento ocorre por meio de inversor.

Os parâmetros da máquina dependem da topologia que será utilizada, uma vez que a forma de onda da força contra eletromotriz é a principal parcela responsável pela produção de torque nessas máquinas por conta da sua interação com as correntes de fase. Dentre as topologias temos máquinas com ímãs permanentes montados na superfície do rotor, ímãs permanentes semienterrados no rotor, ímãs permanentes enterrados transversalmente e as de ímãs permanentes enterrados longitudinalmente.

As máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas quanto a direção do fluxo magnético, alocação dos ímãs permanentes e forma de onda da FCEM, conforme apresentado na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Classificação das Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes



Por outro lado, a evolução e surgimento de novos dispositivos semicondutores permitiram avanços significativos no acionamento e controle de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Com novos dispositivos, tornou-se viável implementar transformações matemáticas no controle, ampliando a atuação das máquinas em aplicações industriais. Esse desenvolvimento possibilitou que as máquinas de corrente alternada (CA) pudessem ser controladas de forma similar às máquinas de corrente contínua (CC), conhecidas pela sua simplicidade e eficiência no controle de torque e velocidade.

Em máquinas CC, o controle de torque é realizado de forma direta pela corrente de armadura. Na máquina CC, o fluxo de campo, produzido pelo enrolamento ou por ímãs permanentes, e a corrente de armadura, que afeta diretamente o torque, são ajustados para a máxima produção de torque, uma vez que o torque é o produto do fluxo de campo pela corrente de armadura, onde é possível a máxima eficiência. Nas máquinas CC, outra característica do controle é o fluxo independente de campo e da corrente de armadura, proporcionando o controle de ambas as variáveis.

Entretanto, as máquinas CC exigem manutenção frequente devido aos desgastes de componentes como escova e comutadores. Por outro lado, as máquinas CA como motores síncronos de ímãs permanentes e motores de indução são mais robustas quanto à manutenção quando comparadas às máquinas CC. Para permitir que as máquinas CA alcancem um controle semelhante ao das máquinas CC são empregadas transformações matemáticas.

Para possibilitar esse controle em máquinas CA, é utilizado a Transformada de Clarke para converter um sistema trifásico (abc) em um sistema bifásico equivalente ($\alpha\beta$). Essa transformada facilita a análise e o controle das variáveis, uma vez que reduz as três fases para duas componentes ortogonais. No plano estacionário ($\alpha\beta$), a magnitude e a posição angular do

vetor resultante são equivalentes à do vetor trifásico.

Ao aplicar a Transformada de Clarke em um sistema trifásico equilibrado, a componente 0 é zero. No entanto, em um sistema desequilibrado, a componente 0 pode ser diferente de zero. Ao considerar um plano estacionário $\alpha\beta$ e não considerar a componente 0 em sistema desequilibrado, ocorrem erros, como em casos de curto-circuito ou falha em uma das fases.

A aplicação somente da transformada de Clarke não é suficiente para o controle de máquinas elétrica CA, pois apenas converte o sistema trifásico para um sistema bifásico estacionário. Para obter o controle vetorial completo, em que é possível o controle de fluxo e torque desacoplado, é necessário calcular a Transformada de Park logo após a transformada de Clarke.

A Transformada de Park converte as componentes bifásicas estacionários em um sistema de coordenadas rotativo (dq) em que busca alinhar o referencial do sistema ortogonal a posição angular do rotor, desde que a FCEM apresente uma forma de onda senoidal. Essa transformada possibilita que as variáveis sejam constantes em regime permanente, permitindo um controle direto e desacoplado de torque e fluxo.

A transformada de Park é adequada para forma de onda senoidal, sendo indicada para máquinas síncronas de ímãs permanentes com forma de onda de FCEM senoidal. Contudo, a transformada de Park considera eixos coordenados unitários e orientação por meio do ângulo do rotor, tornando-se inadequada para aplicação em uma FCEM não senoidal.

Para o controle vetorial de máquinas síncronas de ímãs permanentes com forma de onda de FCEM não-senoidal, utiliza-se a extensão da transformada dq [10], [11], denominada como transformada dqx . A transformada dqx promove o alinhamento adequado dos eixos coordenados por meio de um novo sistema de coordenadas proposto. O emprego dessa transformada em FCEM não senoidal resulta em um melhor desempenho da máquina, reduzindo oscilações no torque eletromagnético e minimizando as perdas no sistema.

Além disso, a transformada dqx pode ser aplicada tanto em FCEM não senoidal quanto em FCEM senoidal. Neste caso, a FCEM senoidal é considerada como um caso particular na transformada dqx .

Técnicas de controle baseadas em transformações matemáticas são desenvolvidas com o objetivo de otimizar a corrente necessária para gerar o campo magnético, conseqüentemente, reduzindo as perdas ôhmicas e as ondulações no torque eletromagnético. As melhorias em máquinas síncronas de ímãs permanentes não ocorrem somente no controle, mas também englobam avanços no projeto da máquina e no desenvolvimento de novas topologias de inversor.

Na MSIP é convencionalmente utilizada a conexão em estrela sem a presença de neutro, pois a conexão em delta contém perdas causadas por componente de sequência zero. Por outro lado, no caso de um enrolamento do estator conectado em estrela sem a presença de neutro, qualquer corrente de sequência zero não é possível. Contudo, novas topologias e acionamentos têm sido investigados [12]–[16]. Dentre as topologias investigadas, temos o sistema de acionamento em Y com acesso ao ponto neutro, que pode ser conectado no barramento CC [15] ou contar com um braço extra no inversor [4], [17]–[21]. A topologia de estator de enrolamento aberto com duplo inversor também é apresentada, podendo ser com barramento CC comum [22] ou isolado [23]. O barramento CC comum, quando comparado com o isolado, apresenta menor volume, peso e custo [24].

Em [21], uma nova matriz de transformação para corrente e tensão referências é apresentada na elaboração do método tolerante a falha de fase aberta na MSIP. O método é projetado com base no inversor de quatro braços, em que o acionamento ocorre com três braços com um braço reserva. No caso de falha de fase aberta, a matriz é aplicada nas referências de tensão e corrente das duas fases restantes, e o braço reserva é acionado, conseguindo um maior desempenho.

No trabalho [25], é apresentada uma modelagem e o controle de MSIP sob a condição de falta de fase na configuração com inversor de três braços e conexão do ponto neutro dos enrolamentos do estator ao ponto médio do barramento CC. No modelo dq convencional, são realizadas modificações permitindo implementar estratégias no controle vetorial sob condições de falta.

De acordo com [26], são desenvolvidas novas soluções de controle para condição de falta de fase em condição de controle vetorial sem sensor. Neste caso, a condição de falta de fase leva a falha de vários algoritmos de estimativas baseados no modelo da máquina ou injeção de sinal de alta frequência. Os efeitos da falha são estudados e propostas de mitigação avaliadas, sendo possível a estimativa da posição do rotor em ampla faixa operacional, podendo ser implementada conectando o ponto médio do barramento CC ou com inversor com quatro braços.

A proposta de um controle vetorial duplo para MSIP com acionamento por duplo inversor com barramento CC único é apresentado em [27]. Para suprimir a corrente de sequência zero na máquina de enrolamento aberto, é proposto um enrolamento duplo e uma nova modulação de largura de pulso de vetor espacial. A avaliação mostra a possibilidade de suprimir a corrente de sequência zero.

Em [28], é apresentada uma nova modulação de largura de pulso de vetor espacial

(SVPWM) baseada no controlador histerese de corrente de sequência zero, com a finalidade de mitigar a corrente de sequência zero. A proposta tem a vantagem de ampla faixa de modulação linear de corrente sequência zero.

O artigo [29] aborda a máquina de enrolamento aberto após falha de falta de fase, propondo um modelo de transformações de coordenadas considerando o terceiro harmônico, que será utilizado após falha de falta de fase. A nova proposta de transformada modifica as referências atuais, suprimindo oscilações no torque.

No trabalho [30] é apresentado o método para acionamento da máquina de enrolamento aberto sem sensor por meio do terceiro harmônico. O terceiro harmônico contém as informações de posição do rotor, que são extraídas por meio de um novo observador de estados para alcançar a rotação sem sensor de posição. O método apresenta robustez em relação aos parâmetros do motor.

O sistema de acionamento em estrela com o neutro acessível ou estator de enrolamento aberto permite a circulação de corrente de sequência zero na máquina. A corrente de sequência zero pode causar perdas de potência, ondulação do torque e instabilidade [31]. Portanto, a corrente de sequência zero tem atraído cada vez mais pesquisas em busca de suprimir seus efeitos [24], [32]–[34]. [31], [33], [34]

Os trabalhos apresentados têm topologias de estrela com presença de neutro e enrolamento com a utilização de transformadas convencionais. Contudo, o controle vetorial baseado na transformada dq clássica e sua extensão dqx são adequadas em máquinas senoidais e não senoidais conectadas em estrela sem a presença de neutro. Dessa forma, apesar dos benefícios da utilização da transformada estendida de Park (dqx) [10], [11] a corrente de estator não faz uso das harmônicas, conseqüentemente, não explora todo o potencial da FCEM.

1.1 Objetivos

O trabalho apresenta uma transformação de coordenadas aplicada à MSIP com fluxo não senoidal com a presença de neutro acessível ou com enrolamento aberto. A transformada dqy é proposta para casos em que há presença de corrente de sequência zero, mas sua aplicação pode ocorrer em MSIP com FCEM senoidal ou não-senoidal, sem a presença de neutro. A transformada dqy aplicada em MSIP sem neutro pode ser tratada como caso particular dentro do modelo proposto, pois com as devidas considerações mencionadas neste trabalho, a transformada dqy torna-se as transformadas dq e dqx .

O objetivo desse trabalho é desenvolver um método para utilizar todas as harmônicas presentes na FCEM não senoidal com a presença neutro acessível ou enrolamento aberto. Consequentemente, podendo melhorar o desempenho da máquina por meio da redução das perdas ôhmicas e da minimização das oscilações no torque eletromagnético.

Assim, o desenvolvimento da extensão da transformada dq para MSIP não senoidal com corrente de sequência zero permite explorar todas as harmônicas da FCEM na produção de torque eletromagnético.

1.2 Organização do texto

Este capítulo apresenta a introdução ao tema da tese, como os objetivos do trabalho proposto. Em seguida, são abordados os conceitos necessários para a elaboração da proposta, o desenvolvimento do método e os resultados obtidos com sua implementação.

No capítulo seguinte, são apresentados os conceitos da máquina com ímãs permanentes no rotor. O capítulo inclui uma revisão da modelagem matemática da máquina, seguida pela apresentação das equações de controle vetorial nos sistemas $\alpha\beta 0$, $dq0$ e dqx , que são aplicadas ao controle da máquina no sistema proposto.

No capítulo 3, são apresentados os fundamentos do controle vetorial dqy , com a apresentação da transformada dqy e das equações matemáticas que compõem o modelo vetorial da máquina síncrona de ímãs permanentes.

No capítulo 4, é apresentada a implementação do controle vetorial dqy na máquina síncrona de ímãs permanentes, com ou sem desacoplamento das componentes dqy .

No capítulo 5, são apresentadas as topologias de inversores com seis braços, quatro braços e três braços com quatro fios, geralmente utilizados no acionamento de máquinas síncronas de ímãs permanentes com neutro acessível ou enrolamento aberto.

No capítulo 6, são apresentados os resultados obtidos a partir da implementação da transformada dqy proposta, tanto em simulações quanto em teste experimental em bancada, visando a validação do controle vetorial proposto.

A conclusão e as propostas para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 7.

No apêndice A, são apresentadas as equações da máquina síncrona de ímãs permanentes.

No apêndice B, C, e D são detalhadas as deduções das equações dos modelos $\alpha\beta 0$, dq e dqx , respectivamente.

No apêndice E, encontram-se as deduções passo a passo das equações do capítulo 3.

Capítulo 2

Modelagem matemática

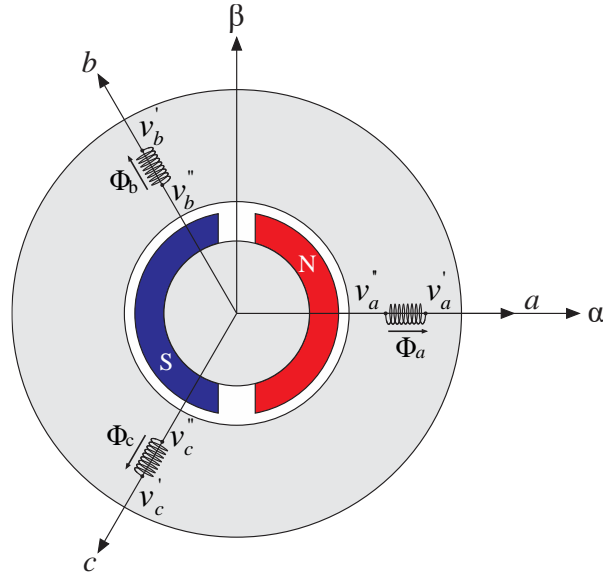
2.1 Introdução

O presente capítulo apresenta a modelagem matemática da máquina síncrona com ímãs permanentes no rotor por fase e as modelagens vetoriais $\alpha\beta 0$, $dq0$ e dqx , na qual a componente 0 é proporcional à componente de sequência zero. Os eixos coordenados $dq0$ são unitários e buscar alinhar o referencial $\alpha\beta 0$ à posição angular do rotor, desde que a forma de onda da FCEM seja senoidal. No entanto, em caso de forma de onda da FCEM não senoidal, a aplicação da transformada dqx torna-se mais apropriada, pois proporciona uma adequação da posição do eixo de referência em função da amplitude das grandezas $\alpha\beta$. A dedução das equações dos modelos pode ser consultadas no seguintes apêndices: Apêndice A (modelagem por fase), Apêndice B ($\alpha\beta 0$), Apêndice C ($dq0$) e Apêndice D (dqx).

2.2 Modelagem convencional por fase

Na modelagem convencional por fase são considerados enrolamentos independentes conectados em estrela, defasados especialmente de maneira simétrica e sem neutro acessível. A Figura 2.1 apresenta um modelo simplificado da máquina síncrona trifásica de ímãs permanentes, com um par de polos no interior do rotor e seus eixos coordenados abc . A dedução das equações da modelagem por fase pode ser vista no Apêndice A.

Figura 2.1 - Topologia de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes no Rotor



O fluxo magnético total resultante em cada enrolamento de fase do estator é dado por:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde Φ_{tsa} , Φ_{tsb} e Φ_{tsc} são os fluxos magnéticos totais enlaçados pelas espiras das fases do estator; Φ_{sa} , Φ_{sb} e Φ_{sc} são os fluxos magnéticos produzidos somente pelos enrolamentos do estator e Φ_{ra} , Φ_{rb} e Φ_{rc} são os fluxos magnéticos produzido somente pelos ímãs permanente do rotor.

A modelagem matemática da tensão nas fases do estator é descrita como:

$$\begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \\ v_c' \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} v_a'' \\ v_b'' \\ v_c'' \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

em que v_a' , v_b' e v_c' são potenciais nos terminais $a'b'c'$ das fases do estator; v_a'' , v_b'' e v_c'' são potenciais nos terminais $a''b''c''$ das fases do estator; i_a , i_b e i_c são as correntes nas fases abc ; R_s a resistência de uma fase do estator.

Estabelecendo que

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \\ v_c' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a'' \\ v_b'' \\ v_c'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a' - v_a'' \\ v_b' - v_b'' \\ v_c' - v_c'' \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Os fluxos magnéticos produzidos pelas fases do estator são

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}}_L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

em que L é a matriz de indutâncias do estator; L_s autoindutância de uma fase do estator e M_s indutância mútua do estator.

Considerando que as indutâncias são constantes na região de operação nominal do motor devido ao entreferro ser relativamente grande na MSIP e desprezando a saturação magnética no núcleo magnético dos enrolamentos, a equação pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

As FCEM resultantes do fluxo magnético do rotor são dadas por

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

onde e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas nas fases abc do estator devido ao movimento do rotor e ao campo gerado pelos imãs do rotor.

A FCEM pode ser expressa em relação a posição do rotor como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

em que ω_r velocidade elétrica do rotor e θ_r ângulo elétrico do rotor.

Uma vez que a FCEM depende apenas da posição do rotor θ_r , é possível a normalização e definir ϕ_m tal que F_{ra} , F_{rb} e F_{rc} representem formas de onda limitadas entre 1 e -1. Assim,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

onde ϕ_m valor máximo alcançado pelo campo magnético, produzido exclusivamente pelos imãs

do rotor, concatenado pelas espiras das fases do estator; F_{ra} , F_{rb} e F_{rc} são formas de onda de FEM produzidas exclusivamente pelos imãs, normalizadas e em função da posição do rotor.

Assim, a equação FCEM pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

em que e_a , e_b e e_c são as tensões induzidas nas fases abc .

A equação (2.5) pode ser reescrita como

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A equação do torque eletromagnético da máquina nos eixos coordenados abc é expressa como

$$T_{el} = z_p \phi_m (i_a F_{ra} + i_b F_{rb} + i_c F_{rc}) \quad (2.11)$$

em que T_{el} é o torque eletromagnético e z_p é o número de pares de polos do motor.

2.3 Controle vetorial para máquinas com FCEM senoidal

A transformada de Clarke converte componentes do sistema trifásico no domínio do tempo para componentes no referencial estacionário $\alpha\beta 0$. A transformada de Clarke com invariância de potência, denominada transformação Concordia, é aplicada no modelo trifásico da máquina obtendo o modelo ortogonal. O modelo ortogonal descreve o modelo dinâmico mantendo suas características como potência mecânica, torque e velocidade. A transformada de Clarke é aplicada na equação (2.10), convertendo as variáveis definidas nos eixos coordenados abc para os eixos $\alpha\beta 0$ por meio da equação (2.12). A dedução pode ser vista no Apêndice B.

$$x_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} x_{abc} \quad (2.12)$$

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

em que x_{abc} são as grandezas nos eixos coordenados abc ; $x_{\alpha\beta 0}$ são as grandezas nos eixos coordenados $\alpha\beta 0$ e $T_{\alpha\beta 0}$ a matriz transformação do referencial $\alpha\beta 0$.

As equações da máquina no modelo vetorial $\alpha\beta 0$ são apresentadas a seguir:

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_\alpha + \omega_r \phi_m F_{r\alpha} \quad (2.14)$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_\beta + \omega_r \phi_m F_{r\beta} \quad (2.15)$$

$$v_0 = R_s i_0 + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \phi_m F_{r0} \quad (2.16)$$

onde v_α , v_β e v_0 são as tensões no referencial $\alpha\beta 0$ no estator; i_α , i_β e i_0 são as correntes no referencial $\alpha\beta 0$ no estator; $F_{r\alpha}$, $F_{r\beta}$ e F_{r0} são as formas de onda da tensão induzida no referencial $\alpha\beta 0$.

A equação do torque eletromagnético pode ser reescrita no referencial $\alpha\beta 0$ como

$$T_{el} = z_p \phi_m (i_\alpha F_{r\alpha} + i_\beta F_{r\beta} + i_0 F_{r0}) \quad (2.17)$$

As componentes no referencial estacionário $\alpha\beta 0$ podem ser transformadas para um referencial giratório por meio da transformada $dq 0$. A transformada de Park busca alinhar o referencial ortogonal a posição angular do rotor, desde que a FCEM apresente uma forma de onda senoidal. A transformada de Park pode ser aplicada nos eixos coordenados $\alpha\beta 0$ por meio da equação (2.18).

$$x_{dq0} = T_{dq0} x_{\alpha\beta 0} \quad (2.18)$$

$$T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

em que x_{dq0} são as grandezas nos eixos coordenados $dq 0$ e T_{dq0} a matriz transformação do referencial $dq 0$.

As equações (2.14), (2.15) e (2.16) da máquina nos eixos coordenados $dq 0$ podem ser

obtidas por meio da equação (2.18) Apêndice C, e reescritas no referencial $dq0$ como

$$v_d = R_s i_d - (L_s - M_s) \omega_r i_q + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_d + \omega_r \phi_m F_{rd} \quad (2.20)$$

$$v_q = R_s i_q + (L_s - M_s) \omega_r i_d + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \phi_m F_{rq} \quad (2.21)$$

$$v_0 = R_s i_0 + (L_s + 2M_s) \omega_r i_0 + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \phi_m F_{r0} \quad (2.22)$$

onde v_d , v_q e v_0 são as tensões de estator no referencial $dq0$; i_d , i_q e i_0 são as correntes de estator no referencial $dq0$; F_{rd} , F_{rq} e F_{r0} são as formas de onda da tensão induzida no referencial $dq0$.

A equação (2.17) do torque eletromagnético nos eixos $\alpha\beta0$ pode ser expressa no referencial $dq0$ como

$$T_{el} = z_p \phi_m (i_d F_{rd} + i_q F_{rq} + i_0 F_{r0}) \quad (2.23)$$

Na FCEM senoidal ao aplicar a transformada $dq0$, temos

$$F_{rd} = 0 \quad (2.24)$$

$$F_{rq} = \sqrt{3/2} \quad (2.25)$$

$$F_{r0} = 0 \quad (2.26)$$

Assim, a equação do torque eletromagnético nos eixos $dq0$ pode ser reescrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m i_q \sqrt{3/2} \quad (2.27)$$

A equação (2.27) do torque eletromagnético simplificado permite um controle vetorial de boa performance dinâmica. Note que o valor de F_{rq} é uma constante.

2.4 Controle vetorial para máquinas com FCEM não-senoidal

A transformada de Park considera eixos coordenados unitários e orientação por meio do ângulo do rotor, o que a torna inadequada para aplicações em máquinas com FCEM não senoidal. Uma extensão da transformada de Park é proposta em [10], denominada dqx , para máquinas elétrica com FCEM não senoidal conectadas em estrela. Na transformada dqx , é

aplicado um ângulo θ_x , que ao ser somado a θ_r , proporciona uma nova rotação angular. Além disso, utiliza-se o coeficiente a_x para amplificação da magnitude das componentes. A transformada dqx pode ser aplicada como

$$x_{dqx} = \frac{1}{a_x} T_{dqx} x_{\alpha\beta} \quad (2.28)$$

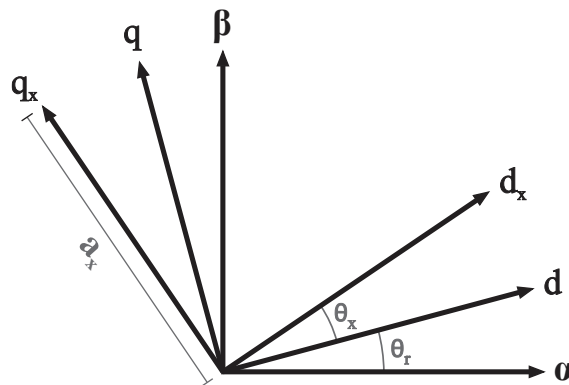
$$T_{dqx} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_x) & \sin(\theta_r + \theta_x) \\ -\sin(\theta_r + \theta_x) & \cos(\theta_r + \theta_x) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

em que x_{dqx} são as grandezas nos eixos coordenados dqx ; T_{dqx} a matriz transformação do referencial dqx ; a_x coeficiente de amplificação da magnitude e θ_x o ângulo de deslocamento dos eixos dq para dqx .

No caso de máquinas com FCEM não-senoidal, as grandezas θ_x e a_x não são constantes, mas variam em função da posição do rotor da máquina θ_r . A transformada dqx não abrange a componente 0 do sistema de eixos coordenados, uma vez que considera a máquina sem neutro acessível.

Na Figura 2.2 são apresentados os três eixos coordenados ($\alpha\beta$, dq e dqx), em que é possível observar a amplitude dos eixos dqx através de a_x em relação aos eixos $\alpha\beta$ e dq .

Figura 2.2 – Representação gráfica dos eixos coordenados $\alpha\beta$, dq e dqx .



As equações (2.20) e (2.21) da máquina no referencial dqx podem obtidas por meio da equação (2.28), Apêndice D, e reescritas no referencial dqx como

$$v_{dx} = R_s i_{dx} + (L_s - M_s) \left(\omega_r i_{dx} \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} - \omega_r i_{qx} \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) + \frac{di_{dx}}{dt} \right) + \omega_r \phi_m F_{rdx} \quad (2.30)$$

$$v_{qx} = R_s i_{qx} + (L_s - M_s) \left(\omega_r i_{qx} \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} + \omega_r i_{dx} \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) + \frac{di_{qx}}{dt} \right) + \omega_r \phi_m F_{rqx} \quad (2.31)$$

onde v_{qx} e v_{dx} são as tensões de estator no referencial dqx ; i_{dx} e i_{qx} são as correntes de estator no referencial dqx ; F_{rdx} e F_{rqx} são as formas de onda da tensão induzida no referencial dqx .

A equação (2.17) do torque eletromagnético nos eixos $\alpha\beta 0$ pode ser expressa no referencial dqx como

$$T_{el} = z_p a_x^2 \phi_m (i_{dx} F_{rdx} + i_{qx} F_{rqx}) \quad (2.32)$$

É possível notar que, diferentemente da equação (2.27), em (2.32) o valor F_{rqx} não é mais uma constante, pois F_{rqx} é em função da posição do rotor θ_r .

Na equação (2.32), a condição apresentada em (2.33) é aplicada para simplificar a equação do torque eletromagnético. Como resultado, a equação (2.32) passa a depender somente de qx , desde que a posição dos eixos dqx satisfaça a condição estabelecida em (2.33).

$$F_{rdx} = 0 \quad (2.33)$$

Assim, θ_x deve ser em função do ângulo do rotor θ_r .

$$\theta_x = \arctan \frac{-F_{r\alpha}}{F_{r\beta}} - \theta_r \quad (2.34)$$

Uma segunda condição é aplicada na equação (2.35) com o objetivo de determinar uma equação do torque eletromagnético equivalente à obtida para a MSIP senoidal. Ao comparar a equação (2.27) e (2.32), temos

$$a_x^2 F_{rqx} = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (2.35)$$

Dessa forma, determinamos na equação (2.36) o valor de a_x para satisfazer a equação (2.35). Nota-se que a_x está em função do ângulo do rotor θ_r .

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}} \quad (2.36)$$

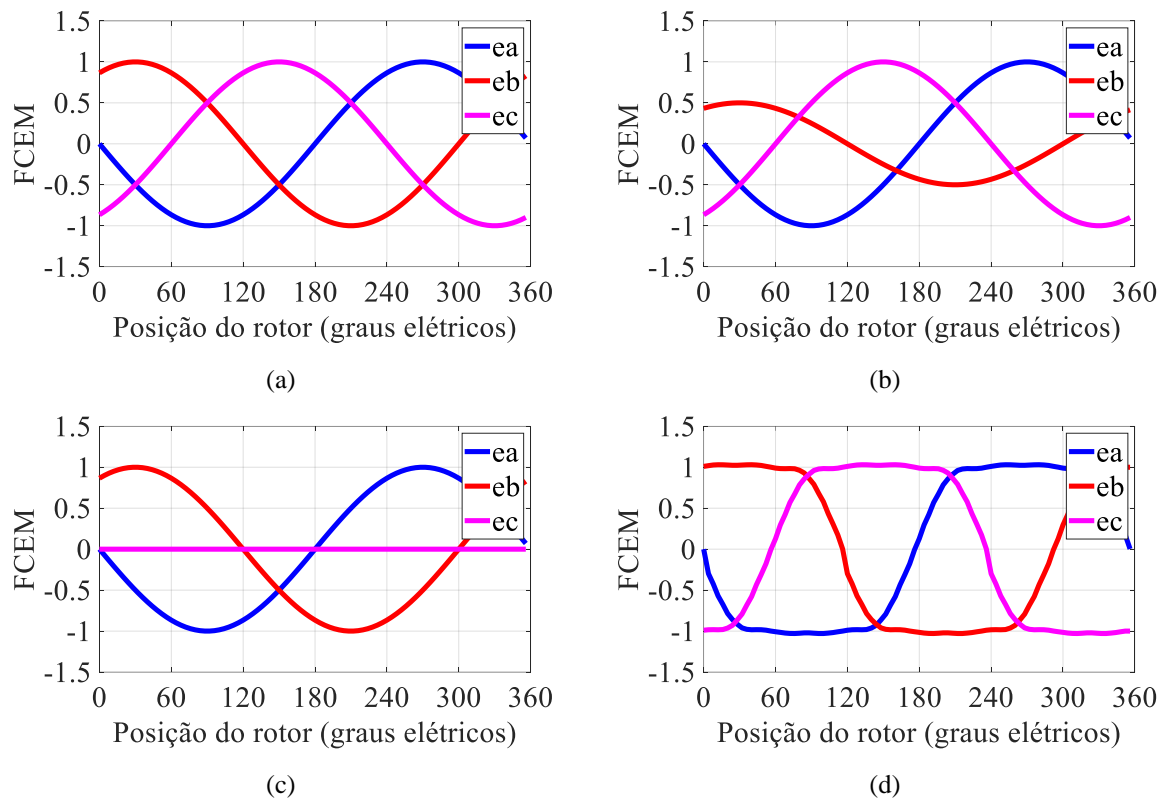
Portanto, a equação do torque eletromagnético pode ser reescrita como

$$T_{el} = z_p \alpha_x^2 \phi_m i_{qx} F_{rx} \quad (2.37)$$

2.5 Análise de FCEM nos sistemas de eixos coordenados $\alpha\beta 0$, $dq0$ e dqx .

A Figura 2.3 apresenta a forma de onda das componentes FCEM no referencial abc em cinco condições, como: senoidal equilibrada, senoidal desequilibrada, senoidal com uma fase em falta e trapezoidal, respectivamente.

Figura 2.3 – FCEM nos eixos coordenados abc .

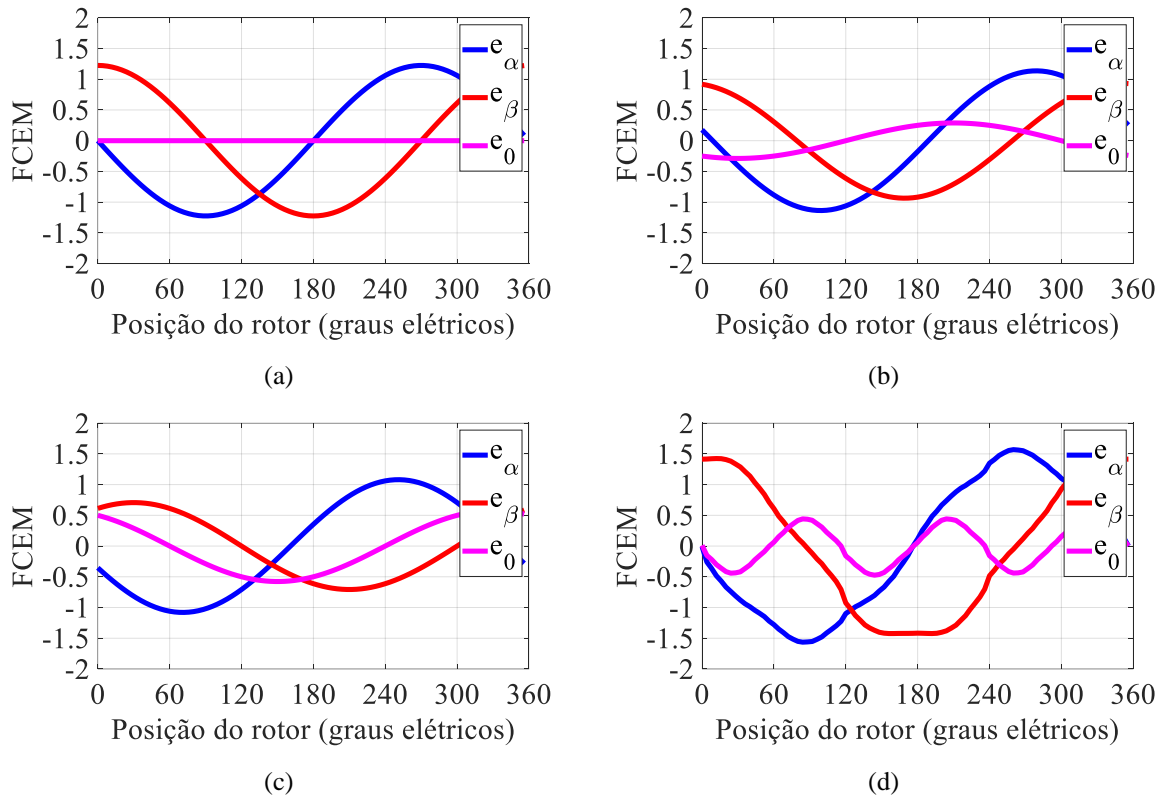


a) senoidal equilibrada; b) senoidal desequilibrada; c) senoidal com uma fase em falta; d) trapezoidal

A transformada de Clarke com invariância pode ser aplicada nas componentes da FCEM nos eixos coordenados abc , por meio da equação (2.12). Na Figura 2.4(a), observa-se o resultado da transformada de Clarke com invariância aplicada na FCEM senoidal, que produz componentes $\alpha\beta$ de mesma amplitude e uma componente 0 igual a zero. Nas Figura 2.4(b) e 2.4(c), nota-se que com o desequilíbrio da fase b ou falta de uma fase, resulta em alterações na amplitude das componentes $\alpha\beta$, e a componente 0 passa a assumir valores diferentes de zero. A Figura 2.4(d) mostra uma FCEM não senoidal, onde é possível observar que as componentes

$\alpha\beta$ apresentam formas de onda distintas, e a componente zero assume valores diferentes de zero.

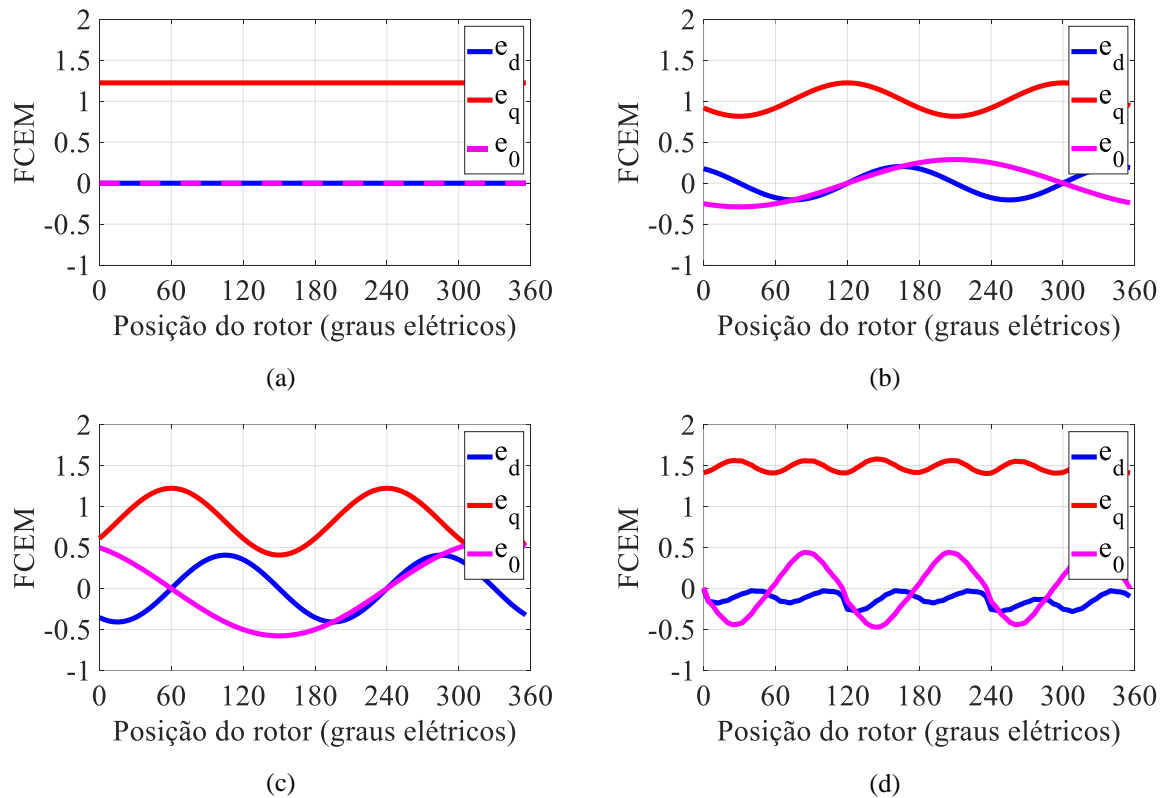
Figura 2.4 – FCEM nos eixos coordenados $\alpha\beta\theta$.



a) senoidal equilibrada; b) senoidal desequilibrada; c) senoidal com uma fase em falta; d) trapezoidal

A Figura 2.5 mostra o resultado da aplicação da transformada de Park nas componentes $\alpha\beta\theta$ exibidas na Figura 2.4, por meio da equação (2.18). Na Figura 2.5(a), o torque eletromagnético produzido pelo motor está alinhado com a componente q . Isso contrasta com os casos em que a FCEM não é senoidal, onde esse alinhamento de fluxo não ocorre. Além disso, verifica-se que os valores obtidos correspondem as equações (2.24), (2.25) e (2.26) para uma FCEM senoidal. Nas Figuras 2.5(b), 2.5(c) e 2.5(d), nota-se que as componentes d e 0 assumem valores diferentes de zero, enquanto a componente q não é um valor constante.

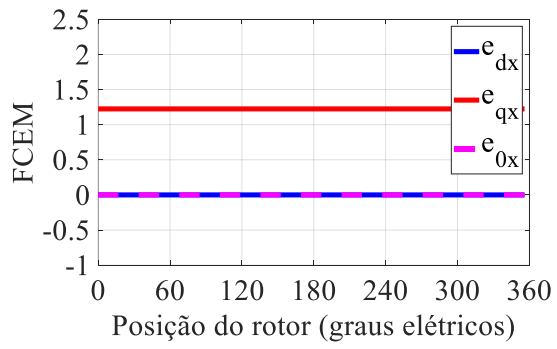
Figura 2.5 – FCEM nos eixos coordenados $dq0$.



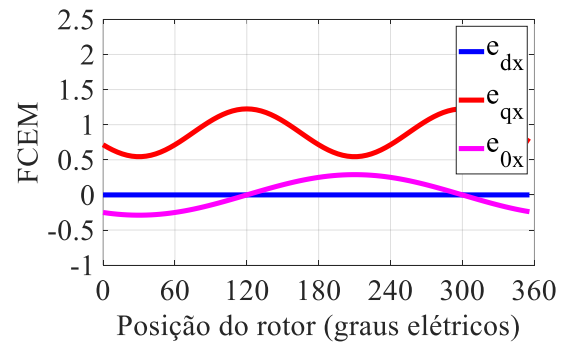
a) senoidal equilibrada; b) senoidal desequilibrada; c) senoidal com uma fase em falta; d) trapezoidal

A Figura 2.6 mostra o resultado da aplicação da transformada dqx nas componentes $\alpha\beta 0$ apresentadas na Figura 2.4, por meio da equação (2.28). A transformada dqx é aplicada apenas nos eixos dx e qx , porém para comparação utilizamos a transformada da componente 0 utilizada na transformada de Park. A Figura 2.6(a), ao ser comparada com a Figura 2.5(a), constata-se o fato da transformada dq ser um caso específico dentro da transformada dqx , apresentando valores iguais em todas componentes. Nas Figuras 2.6(b), 2.6(c) e 2.6(d), nota-se que a componente dx assume valor zero, uma vez que a transformada dqx propõe que o fluxo magnético seja orientado para a componente qx . Além disso, pode-se constatar que o valor na componente 0 é diferente de zero, igual o valor apresentado na Figura 2.5.

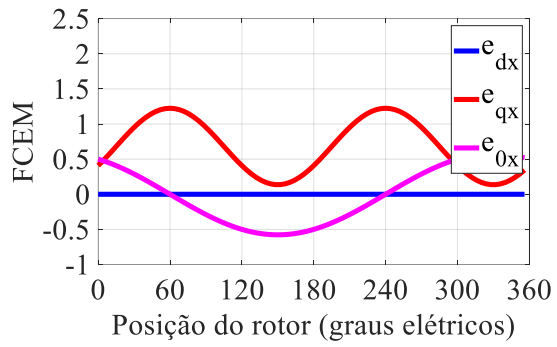
Figura 2.6 – FCEM nos eixos coordenados dqx .



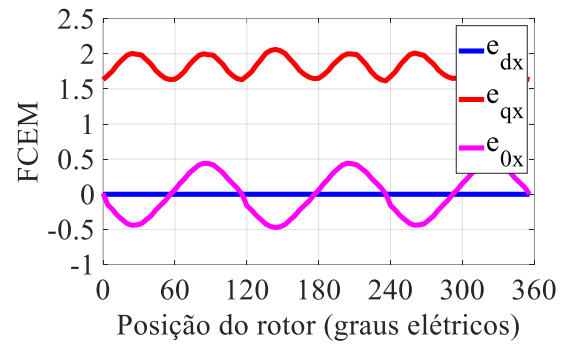
(a)



(b)



(c)



(d)

a) senoidal equilibrada; b) senoidal desequilibrada; c) senoidal com uma fase em falta; d) trapezoidal

Capítulo 3

Transformada dqy

3.1 Introdução

Neste capítulo, propõe-se a extensão da transformada dqy para controle de máquinas síncronas com ímãs permanentes, abrangendo tanto FCEM senoidal quanto não senoidal e incorporando, quando existente, a componente de sequência zero na produção de torque em máquinas com neutro acessível ou enrolamento aberto OW-PMSM, do inglês *open-winding permanent magnet synchronous motor*. A extensão proposta é aplicada na máquina síncrona de ímãs permanentes por meio de um coeficiente de ampliação de amplitude e de um ângulo de rotação dos eixos coordenados permitindo explorar todo o potencial da FCEM para a produção de torque eletromagnético. As deduções das equações do modelo proposto podem ser encontradas no Apêndice E.

3.2 Modelo vetorial da MSIP

O controle vetorial baseado na transformada clássica dq e sua extensão dqx pode ser empregado em máquinas com FCEM senoidal e não senoidal conectadas em estrela. No entanto, essas transformadas tornam-se inadequadas quando aplicadas a máquinas com FCEM não senoidal conectadas em estrela com acesso ao terminal de neutro ou estator aberto (OW-PMSM). Isso ocorre devido ao desalinhamento do eixo 0 e magnitude nos eixos coordenados.

Uma extensão da transformada dqx é proposta, denominada dqy , na qual aplica-se primeiro dqx e depois dqy , conforme Figura 3.1. O alinhamento angular e a amplificação da magnitude são aprimorados por meio do acréscimo do ângulo θ_y e coeficiente a_y ,

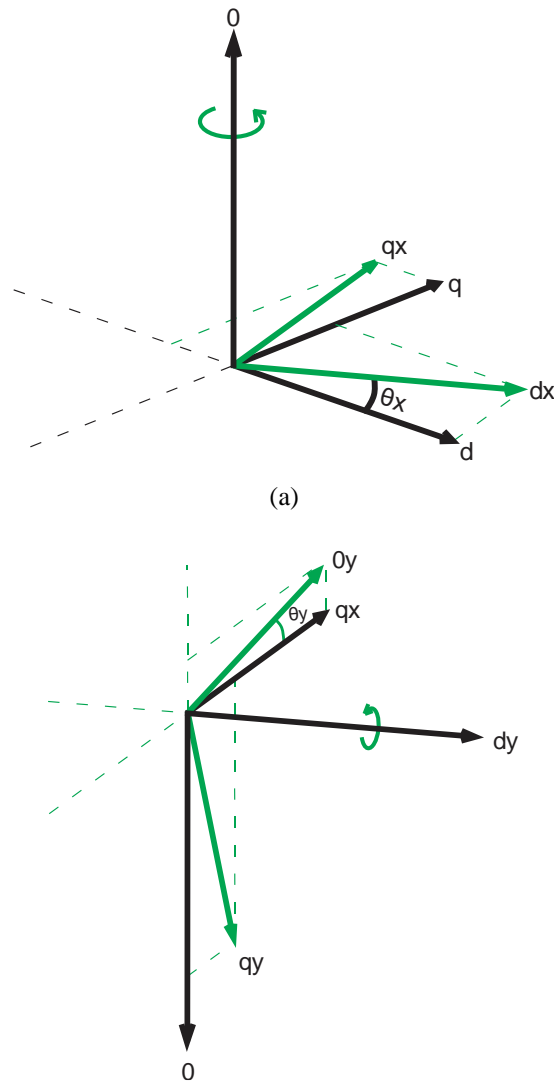
respectivamente.

$$T_{dqy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\theta_y) & \cos(\theta_y) \\ 0 & \cos(\theta_y) & \sin(\theta_y) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

em que θ_y é o deslocamento angular dos eixos coordenados dqy em relação aos eixos coordenados dqx ; T_{dqy} a matriz transformação para o referencial dqy .

Na Figura 3.1 são apresentadas a sequência de rotações aplicadas nos eixos coordenados ($dq0$, dqx e dqy).

Figura 3.1 – Rotações dos eixos coordenados



- a) Primeira rotação: base dq com deslocamento para dqx ; b) Segunda rotação: base dqx com deslocamento para dqy ;

As grandezas no novo sistema de eixo coordenados dqy podem ser obtidas como

$$x_{dqy} = \frac{1}{a_y} T_{dqy} T_{dqx} x_{\alpha\beta 0} \quad (3.2)$$

em que a_y é o coeficiente de amplificação da magnitude e x_{dqy} são as grandezas nos eixos coordenados dqy .

As equações no modelo vetorial proposto são obtidas aplicando a transformação dqy nas equações (2.14), (2.15) e (2.16). As equações da máquina nos eixos coordenados dqy são dadas por

$$v_{dy} = R_s i_{dy} + (L_s - M_s) \left(\omega_r \frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} i_{dy} + \frac{d}{dt} i_{dy} \right) + \sin(\theta_y) (L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{dy} - \cos(\theta_y) (L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{dy} \quad (3.3)$$

$$v_{qy} = R_s i_{qy} - \left(\sin(\theta_y) (L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \right) \omega_r i_{dy} + (L_s + 2M_s - 3M_s \sin^2(\theta_y)) \frac{d}{dt} i_{qy} + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s) \sin^2(\theta_y) \right) + \left(\frac{-3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \right) \omega_r i_{qy} + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \left(\frac{3M_s \sin(2\theta_y)}{2} \right) + \frac{d\theta_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s \sin^2(\theta_y)) \right) \omega_r i_{0y} + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{qy} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned}
v_{0y} = & R_s i_{0y} + \cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{dy} + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{qy} \\
& + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} + \frac{\left(-\frac{d\theta_y}{d\theta_r} \right) (2L_s + M_s - 3M_s \cos(2\theta_y))}{2} \right) \omega_r i_{qy} \\
& + \left(\frac{\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \right)}{3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)} + \frac{3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \right) \omega_r i_{0y} \\
& + (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \frac{d}{dt} i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{0y}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

onde v_{dy} , v_{dy} e v_{dy} são as tensões de estator no referencial dqy ; i_{dy} , i_{qy} e i_{0y} são as correntes de estator no referencial dqy e F_{rdy} , F_{rqy} e F_{r0y} são as formas de onda da tensão induzida no referencial dqy .

Nesse modelo, as formas de onda de FCEM podem ou não ser simétricas, mas as transformações de coordenadas podem ser aplicadas em ambos os casos. Caso as formas de ondas de FEM não forem simétricas de um par de polo a outro, é recomendado utilizar a posição mecânica ao invés da posição elétrica do rotor nas grandezas que são em função da posição do rotor.

A equação (2.17) do torque eletromagnético nos eixos $\alpha\beta 0$ pode ser reescrita no referencial dqy como

$$T_{el} = z_p a_y^2 \phi_m \left(i_{dy} F_{rdy} + i_{qy} F_{rqy} + i_{0y} F_{r0y} \right) \tag{3.6}$$

Na equação (3.6), são impostas as condições (3.7) e (3.8) para simplificar a equação do torque eletromagnético. Como resultado, a equação (3.6) passa a depender somente de qx , desde que a posição dos eixos coordenados dqy satisfaça a condições (3.7) e (3.8).

$$F_{rdy} = 0 \tag{3.7}$$

$$F_{r0y} = 0 \tag{3.8}$$

A equação (3.6) com as condições (3.7) e (3.8) pode ser reescrita nos eixos dqy como

$$T_{el} = z_p a_y^2 \phi_m (i_{qy} F_{rqy}) \quad (3.9)$$

Na FCEM não senoidal ao aplicar a transformada dqy , temos

$$\begin{bmatrix} F_{rdy} \\ F_{rqy} \\ F_{r0y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\theta_y) & \cos(\theta_y) \\ 0 & \cos(\theta_y) & \sin(\theta_y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{rdx} \\ F_{r qx} \\ F_{r0x} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

As condições (3.7) e (3.8) são aplicadas na equação (3.10). Assim,

$$\begin{cases} F_{r qx} = -\sin(\theta_y) F_{rqy} \\ F_{r0x} = \cos(\theta_y) F_{rqy} \end{cases} \quad (3.11)$$

Portanto, o valor de θ_y será definido por

$$\theta_y = \tan^{-1} \left(\frac{-F_{rqy}}{F_{r0x}} \right) \quad (3.12)$$

Comparando-se a equação (3.9) do torque eletromagnético nos eixos dqy com a equação (2.27) obtida para uma MSIP com FCEM senoidal, tem-se

$$a_y^2 F_{rqy} = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (3.13)$$

Na transformação dqy podemos obter a seguinte relação

$$F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2 + F_{r0}^2 = a_y^2 (F_{rdy}^2 + F_{rqy}^2 + F_{ry0}^2) \quad (3.14)$$

As condições (3.7) e (3.8) são aplicadas em (3.14), resultando em

$$a_y F_{rqy} = \sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2 + F_{r0}^2} \quad (3.15)$$

Com base na equação (3.13) e (3.15) tem-se a equação para definição do valor de a_y

$$a_y = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2 + F_{r0}^2}} \quad (3.16)$$

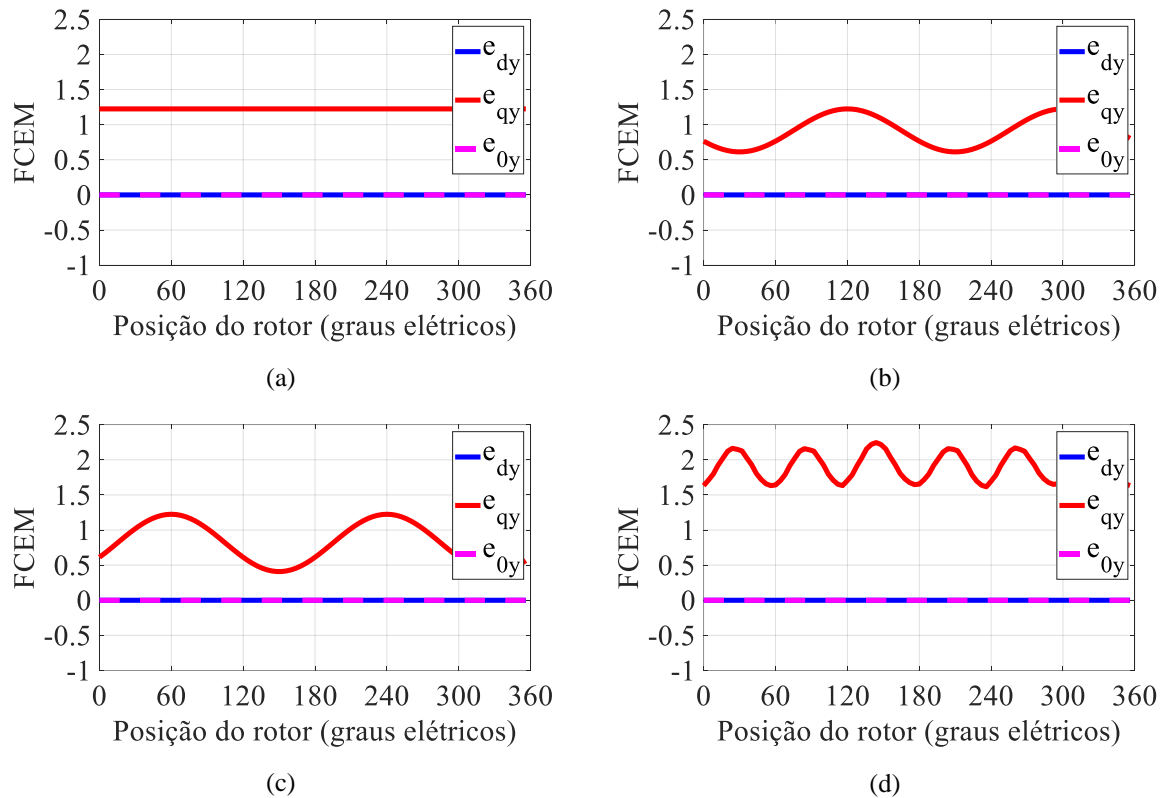
É importante destacar que os valores de a_y e θ_y são em função da posição do ângulo do rotor θ_r .

3.3 Análise da FCEM no sistema de coordenadas dqy

A transformada dqy pode ser aplicada tanto em máquinas de FCEM senoidal quanto em FCEM não senoidal, com ou sem a presença de neutro, pois esses casos tornam-se particulares dentro da transformada dqy . Em FCEM senoidal temos $a_y = 1$, uma vez que a amplitude dos eixos dqy passa a ser unitária, como nos eixos $dq0$. Os valores de θ_x e θ_y serão 0° e 90° , conseqüentemente, o ângulo dos eixos dqy será igual ao dos eixos $dq0$. Na FCEM não senoidal sem a presença de neutro na equação (3.16) temos $F_{r0} = 0$, tornando a equação (2.36) semelhante ao dos eixos dqx . O ângulo de rotação θ_y será 90° , portanto, o ângulo dos eixos dqy será igual ao dos eixos dqx .

Na Figura 3.2, as formas de onda da FCEM exibidas na Seção 2.5 são apresentadas no sistema de coordenadas dqy , obtidas por meio da equação (3.1). Na Figura 3.2(a), os valores apresentados são semelhantes a Figura 2.6(a), pois a FCEM torna-se um caso particular na transformada dqy . Nas Figuras 3.2(b), 3.2(c) e 3.2(d), o torque eletromagnético é orientado para a componente qx , resultando em valores zero para as componentes dy e $0y$. Nota-se, portanto, que com a aplicação da transformada dqy (proposta) é possível explorar todo o potencial da FCEM para a produção de torque com a facilidade de manipulação do torque em apenas uma variável, qy .

Figura 3.2 – FCEM nos eixos coordenados dqy .



a) senoidal equilibrada; b) senoidal desequilibrada; c) senoidal com uma fase em falta; d) trapezoidal

3.4 Perdas no cobre

O torque eletromagnético é diretamente proporcional a uma das três componentes da corrente de estator, como visto em (3.9). As perdas no cobre podem ser minimizadas anulando as componentes dy e $0y$ e obtendo-se um melhor aproveitamento da componente qy com a transformada dqy , como pode ser visto na Tabela 3.1. Conseqüentemente, como apresentado em (4.4), quando ocorre o aumento da FCEM na componente qy , tem-se uma menor corrente de estator no eixo qy .

Tabela 3.1 – Comparação dos valores RMS da FCEM das Figuras 2.5, 2.6 e 3.2.

FCEM (Wb)	d	dx	dy	q	qx	qy	0	$0x$	$0y$
Senoidal equilibrada	0	0	0	1.22	1.22	1.22	0	0	0
Senoidal desequilibrada	0.14	0	0	1.02	1.03	1.06	0.20	0.20	0
Senoidal com uma fase em falta	0.28	0	0	0.86	0.91	0.99	0.40	0.40	0
Trapezoidal	0.15	0	0	1.49	1.83	1.92	0.30	0.30	0

Capítulo 4

Implementação do controle vetorial dqy

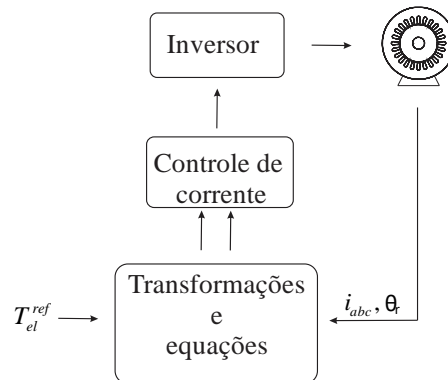
4.1 Introdução

Neste capítulo, discutiremos a implementação do modelo vetorial para máquina síncrona de ímãs permanentes, conforme detalhado no Capítulo 3. O controle dqy permite a adequada separação entre os eixos coordenados no referencial síncrono, proporcionando o aproveitamento de todo o potencial da FCEM para a produção de torque eletromagnético. Primeiramente, os parâmetros necessários para a implementação do controle na máquina são levantados. Em seguida, as correntes de estator de referência serão calculadas utilizando a transformada dqy e sua inversa, baseando-se em um valor desejado para o torque eletromagnético.

4.2 Implementação do controle vetorial

Nos capítulos anteriores, foram apresentadas a modelagem da máquina síncrona de ímãs permanentes por fase e vetorial. A partir das modelagens o controle pode ser orientado pelo fluxo magnético. O controle da máquina é dividido em três partes, são elas: transformações e equações vetoriais, controle de corrente e inversor de frequência, conforme ilustrado na Figura 4.1.

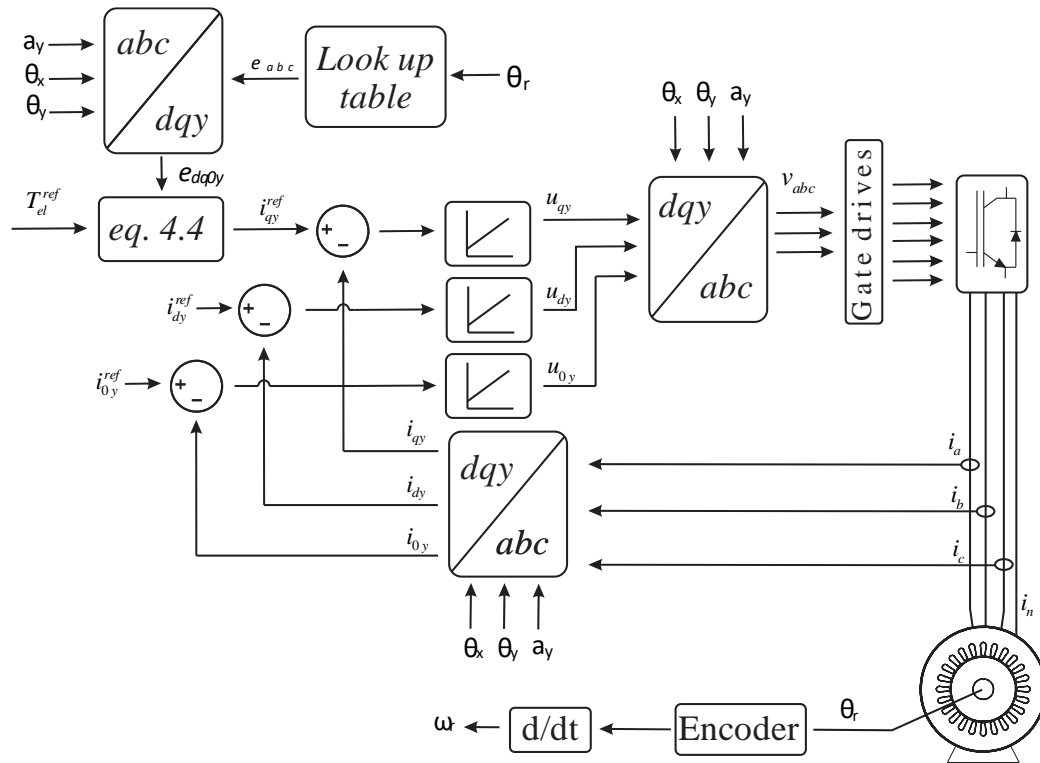
Figura 4.1 – Representação simplificada do controle vetorial



O controlador de corrente tem a função de compensar o erro, que é anular a diferença entre o valor de corrente medida e o valor de corrente desejada, além da modulação de tensão, que é a geração de sinais de disparo para os dispositivos de comutação do inversor, assim o controlador de corrente fornece a tensão de comando para compensação do erro. O controle de corrente fornece os sinais de disparo para os dispositivos de comutação do inversor, podendo o inversor de três braços, três braços com neutro, quatro braços ou seis braços (dois inversores).

No geral o controle de corrente pode ser dividido em: linear e não linear [35], [36], sendo no controle linear possível notar claramente a separação entre compensação de erro e modulação de tensão. O controle de vetores síncronos (PI), são exemplos de controladores lineares, assim como histerese, preditivo, deadbeat, delta modulação, rede neural e lógica fuzzy são exemplos de controladores não lineares.

O controle dqy é implementado em máquinas não senoidais conectadas em estrela com acesso ao terminal de neutro ou estator aberto (OW-PMSM), uma vez que são topologias com circulação de corrente de sequência zero. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de controle vetorial dqy proposto sem desacoplamento.

Figura 4.2 – Diagrama do controle dqy 

O método proposto consiste em duas etapas: o levantamento de parâmetros e a elaboração da corrente de referência do estator contendo harmônicas. A primeira etapa está relacionada ao levantamento da FCEM a partir do Método de Elementos Finitos ou experimental. O parâmetro experimentalmente pode ser obtido girando a máquina externamente e as tensões de linha da máquina são medidas. Os valores levantados servirão para a reconstrução dos valores de FCEM de maneira que serão consultados em tabela (*lookup table*) para o cálculo da corrente de referência do estator.

Com base na forma de onda da FCEM normalizada, determinam-se os parâmetros necessários, como a_y , θ_x e θ_y . Os valores de a_y e θ_x podem ser calculadas por meio da equação (3.16) e (2.34). O cálculo de a_y e θ_x requer a forma de onda da FCEM normalizada nos eixos $\alpha\beta 0$, que pode ser obtida através da equação (2.12), temos

$$e_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} e_{abc} \quad (4.1)$$

O valor de θ_y pode ser obtido por meio da equação (3.12), em que os valores de FCEM devem estar nos eixos dqx . A forma de onda da FCEM para os eixos dqx é realizada utilizando a equação (2.28). Assim,

$$e_{dqx} = \frac{1}{a_x} T_{dqx} e_{\alpha\beta 0} \quad (4.2)$$

A forma de onda da FCEM normalizada nos eixos coordenados dqy pode ser calculada através da equação (3.2), tal que

$$e_{dqy} = \frac{1}{a_y} T_{dqy} e_{dqx} \quad (4.3)$$

A segunda etapa é elaboração da corrente de referência do estator, assumindo um torque eletromagnético de referência T_{el}^{ref} . O cálculo da corrente de referência do estator nos eixos coordenados são obtidos através de (4.4), (4.5) e (4.6).

$$i_{qy}^{ref} = \frac{T_{el}^{ref}}{a_y^2} e_{qy} \quad (4.4)$$

$$i_{dy}^{ref} = 0 \quad (4.5)$$

$$i_{0y}^{ref} = 0 \quad (4.6)$$

Para minimizar as perdas no cobre, anula-se as duas componentes da corrente de referência do estator que não produz torque, componentes dy e $d0$. Os valores de corrente de estator medidas, i_{abc} , são transformadas para coordenadas $\alpha\beta 0$ e obtidas nos eixos coordenados dqy , equação (4.7).

$$i_{dqy} = \frac{1}{a_y} T_{dqy} T_{dqx} i_{\alpha\beta 0} \quad (4.7)$$

Em seguida, o controlador de corrente é responsável por compensar o erro, eliminando a diferença entre os valores de corrente medidos e referência. Além disso, realiza a modulação de tensão, gerando os de sinais de disparos para os dispositivos de comutação do inversor. Os valores de tensão de comando do inversor udy , uqy e $ud0$ são transformados para os eixos coordenados abc , equações (4.8) e (4.9)

$$u_{\alpha\beta 0} = a_y T_{dqx}^{-1} T_{dqy}^{-1} u_{dqy} \quad (4.8)$$

$$u_{abc} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} u_{\alpha\beta 0} \quad (4.9)$$

4.3 Implementação do controle vetorial com desacoplamento

O modelo da máquina nos eixos dqy apresenta acoplamento entre as componentes dy , qy e $0y$. No eixo dy , qy , e $0y$, respectivamente, pelos termos apresentados de (4.10) a (4.15).

$$\underbrace{\sin(\theta_y)(L_s + 2M_s)}_A \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{qx} \quad (4.10)$$

$$\underbrace{\left(-\cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{0y} \right)}_B \omega_r i_{0x} \quad (4.11)$$

$$\underbrace{\left(-\sin(\theta_y)(L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \right)}_C \omega_r i_{dy} \quad (4.12)$$

$$\underbrace{\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \left(\frac{3M_s \sin(2\theta_y)}{2} \right) + \frac{d\theta_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2) \right)}_D \omega_r i_{0y} + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{0y} \quad (4.13)$$

$$\underbrace{\left(\cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{dy} \right)}_E \omega_r i_{dy} \quad (4.14)$$

$$\underbrace{\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \left(\frac{3M_s \sin(2\theta_y)}{2} \right) + \frac{\left(-\frac{d\theta_y}{d\theta_r} \right) (2L_s + M_s - 3M_s \cos(2\theta_y))}{2} \right)}_F \omega_r i_{qy} + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{qy} \quad (4.15)$$

Na equação da máquina é possível notar os termos de compensação de FCEM nos eixos dy , qy , e $0y$, respectivamente, pelas parcelas apresentadas nas equações de (4.16) a (4.18).

$$\underbrace{\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \right)}_G \omega_r i_{dx} + \frac{d}{dt} i_{dy} \quad (4.16)$$

$$\underbrace{\left(\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s) \sin(\theta_y)^2 \right) + \left(\frac{-3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \right) \right)}_H \omega_r i_{qy} + (L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2) \frac{d}{dt} i_{qy} \quad (4.17)$$

$$\underbrace{\left(\left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \right) + \left(\frac{3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \right) \right)}_I \omega_r i_{0y} + (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \frac{d}{dt} i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{0y} \quad (4.18)$$

O diagrama em blocos para o controle da máquina é apresentado na Figura 4.3, baseado na leitura das correntes das fases do estator, ângulos do rotor e utilizando o controle vetorial dqy proposto. É possível notar a utilização dos termos de compensação de FCEM e de desacoplamento.

Capítulo 5

Inversores

5.1 Introdução

As máquinas síncronas de ímãs permanentes tem sido cada vez mais empregadas em aplicações em veículos automotivos [37], [38], gerador de aeronave [39] e sistemas de geração eólica [40] devido à alta densidade de potência e alta eficiência. No entanto, os acionamentos convencionais da máquina síncrona de ímãs permanentes com três fases conectadas em estrela possuem baixa capacidade de tolerância a falhas. Nesse contexto, o acionamento de motores com enrolamento aberto ou com neutro acessível têm sido amplamente estudados.

5.2 Inversor com seis braços

Os semicondutores de potência tendem a operar com frequência de chaveamento cada vez maiores, com objetivo de reduzir perdas por harmônicas. Em contrapartida, os componentes tornam-se cada vez mais compactos. Entretanto, o aumento da frequência de chaveamento em altas potências pode causar perdas consideráveis no chaveamento do semicondutor. Os conversores ressonantes são propostos com o objetivo de reduzir as perdas no chaveamento dos semicondutores [41]. No entanto, os valores de pico de tensão ou corrente com o uso de conversores ressonantes podem exigir semicondutores mais robustos, ocorrendo uma maior especificação dos componentes e aumento da complexidade no controle do inversor.

As perdas de chaveamento podem ser reduzidas com o aumento do número de semicondutores. Com mais semicondutores, a tensão de saída do inversor pode ser alcançada por meio de uma menor taxa de variação de tensão (dV/dt). Dessa forma, permite-se a mitigação

de harmônicos utilizando uma baixa frequência de comutação [41].

O acionamento com dois inversores pode produzir vetores espaciais idênticos ao de um inversor de três níveis [27]. Além disso, não há necessidade de diodos e capacitores adicionais. Neste caso, com enrolamento aberto a tolerância a falhas é aprimorada, uma vez que a corrente de cada enrolamento pode ser controlada separadamente.

A topologia de enrolamento aberto com dois inversores pode ser implementada por meio de dois inversores isolados [23], cada um com sua própria fonte de alimentação CC, Figura 5.1(a), ou uma fonte de alimentação CC para dois inversores [22], Figura 5.1(b). Entretanto, no caso de dois inversores isolados, cada um com sua fonte, ocorre o aumento dos custos e redução da confiabilidade. Além disso, pode ocorrer de duas fontes de tensão não estarem disponíveis, limitando o uso. Entretanto, a utilização de uma fonte CC para a alimentação dos dois inversores torna-se vantajoso, devido a simplificação e redução de custo. Porém, essa configuração pode levar à circulação de corrente de sequência zero ao redor do enrolamento do motor e na conexão do barramento CC entre os inversores [24], [27].

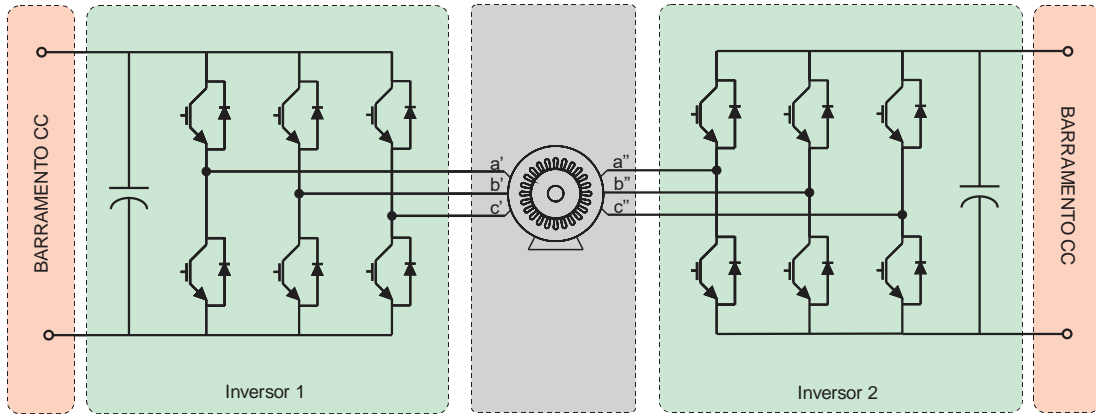
5.3 Inversor com quatro braços

Na topologia trifásica tradicional de três braços, um braço é adicionado e conectado com o ponto de neutro, o que resulta em um aumento de custo do inversor. O inversor de quatro braços é apresentado na Figura 5.2. Os semicondutores utilizados no quarto braço devem suportar a mesma tensão e corrente de pico dos demais braços do inversor. No entanto, a corrente RMS no quarto braço é geralmente menor em comparação com a corrente nominal de cada fase do inversor. Dessa forma, a potência nominal do quarto braço pode ser projetada para ser inferior à dos outros braços, dependendo da aplicação.

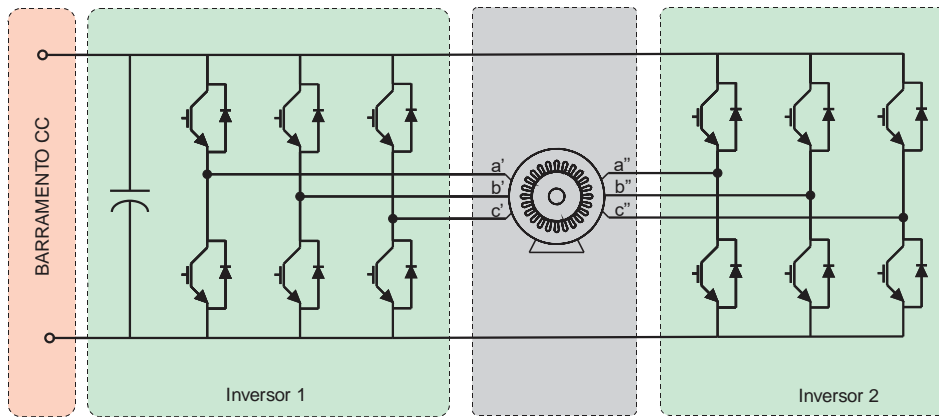
O conversor permite 24 combinações de chaveamento, sendo duas combinações que geram tensão zero de saída [42]. Em máquinas elétricas, essa topologia é utilizada para compensar componentes harmônicos durante sua operação nominal. Entretanto, o quarto braço está conectado ao ponto de neutro da máquina, permitindo o controle da máquina em caso de falta ou falha aberta monofásica. Assim, o motor pode continuar em operação por meio de estratégias de controle apropriadas [18], [43], [44].

Embora a topologia apresentada na Figura 5.2 seja a mais discutida na literatura, outras configurações com o quarto braço também são utilizadas, como: com ponto neutro fixo [45], com capacitor flutuante [46] e tipo T [47].

Figura 5.1 – Inversor de seis braços



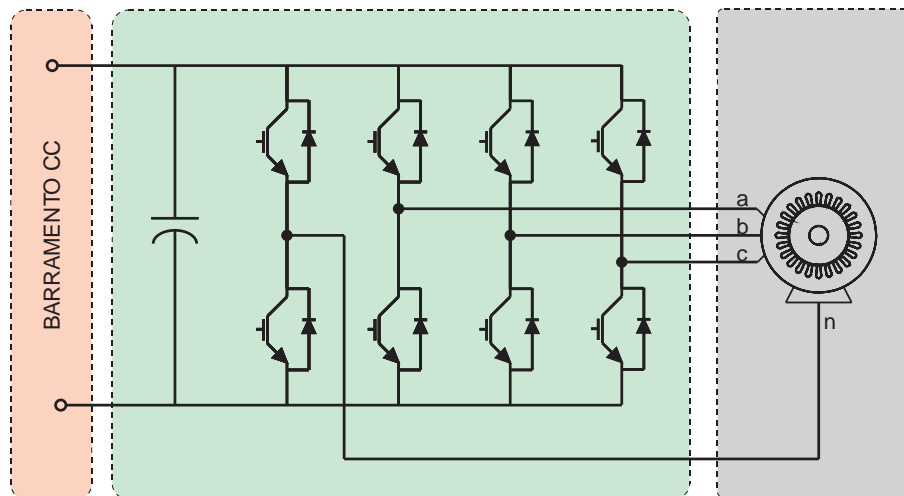
(a)



(b)

a) Com barramento CC isolado. b) Barramento CC comum.

Figura 5.2 – Inversor com quatro braços

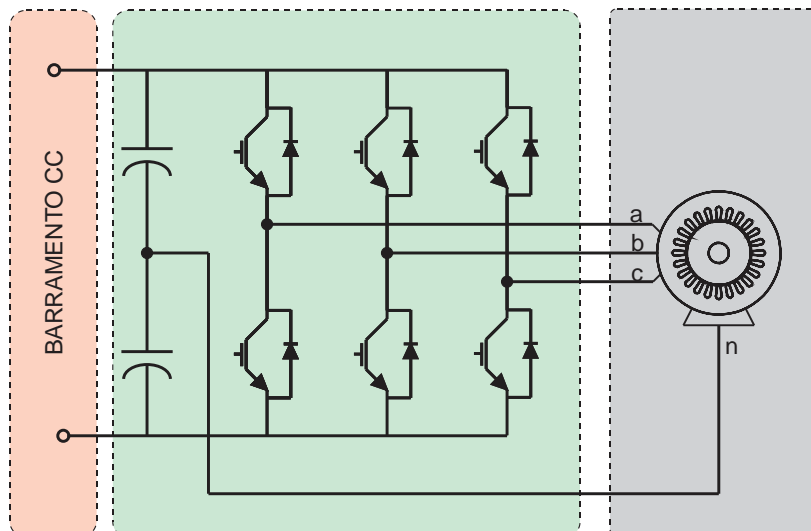


5.4 Inversor com três braços e quatro fios

O conversor com o neutro conectado no ponto médio do capacitor é exibido na Figura 5.3, uma das primeiras soluções para criar um caminho de circulação para a corrente de sequência zero em sistemas desequilibrados e distorcidos. Esse inversor caracteriza-se por conectar o neutro ao ponto central entre dois capacitores conectados em série, que estão interligados ao barramento CC.

A utilização de capacitores é uma opção vantajosa, pois elimina a necessidade de braço extra no conversor. No entanto, os capacitores usados para criar o ponto médio no barramento CC devem suportar corrente de sequência zero, o que pode exigir um superdimensionamento do capacitor para manter ondulações de tensão em níveis especificados [48], ou a adição de um indutor no neutro [49]. Conseqüentemente, isso resulta em um aumento no custo do inversor e reduz a vida útil dos capacitores, comprometendo a confiabilidade do conversor [50].

Figura 5.3 – Inversor com três braços e quatro fios com capacitores

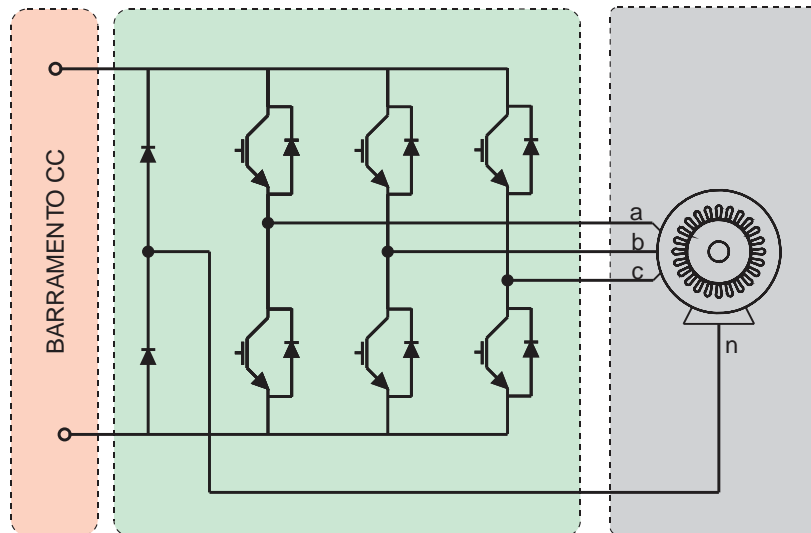


Como opção, pode-se conectar o neutro ao ponto central entre dois diodos conectados em série que estão interligados ao barramento CC, Figura 5.4, não é necessário adicionar circuitos extras para manipulação da corrente. Os diodos podem introduzir oscilações de tensão no barramento CC. No entanto, a utilização de diodos permite a circulação de corrente regenerativa e corrente de neutro da máquina.

Nesse trabalho, ocorre a circulação de corrente de sequência zero, e optou-se pela topologia com diodos para o ensaio experimental no laboratório do controle proposto. Essa configuração não requer semicondutores adicionais, mantendo o mesmo número de braços que o inversor trifásico convencional e eliminando a necessidade de capacitores e indutores. Cada

fase opera de forma independente, e a corrente no neutro é a consequência direta das correntes abc . Os diodos podem ter uma capacidade de corrente inferior à corrente nominal da máquina, o que simplifica o dimensionamento do sistema.

Figura 5.4 – Inversor com três braços e quatro fios com diodos



Capítulo 6

Resultados

6.1 Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os resultados da implementação do controle vetorial dqy proposto, baseado na extensão da transformada dqx para máquinas síncronas de ímãs permanentes não senoidal com neutro acessível ou enrolamento aberto. Inicialmente, a forma de onda da FCEM é obtida por meio de ensaio experimental, permitindo a reconstrução da forma de onda da FCEM. Os valores obtidos são alocados em tabela para consulta (*look up table*) e utilizados no cálculo da corrente do estator. Em seguida, o controle é implementado em simulações para obter a forma de onda de corrente do estator, permitindo sua análise. Posteriormente, o controle proposto é aplicado em experimentos práticos.

6.2 Implantação da transformada dqy

Os ensaios experimentais foram realizados em bancada utilizando uma MSIP, acoplada a uma máquina de indução que atua como carga, conforme Figura 6.1. Os parâmetros da MSIP utilizada são apresentadas na Tabela 6.1.

Figura 6.1 - Máquina Síncronas de Ímã Permanente no Rotor (cinza)



Tabela 6.1 – Parâmetros da MSIP

Parâmetros	Valor
Número de polos	4
Potência nominal	0.75 kW
Tensão	220 Vcc
Corrente nominal	4.2 A
Velocidade nominal	1800 rpm

A forma de onda FCEM da máquina foi obtida por meio de ensaio experimental, com sua forma e análise espectral apresentadas na Figura 6.2 e 6.3, respectivamente. A Figura 6.2 que a FCEM é simétrica, mas não senoidal. Na Figura 6.3 observa-se que na forma de onda da FCEM os harmônicos ímpares são predominantes.

Figura 6.2 – Forma de onda da FCEM normalizada pela velocidade

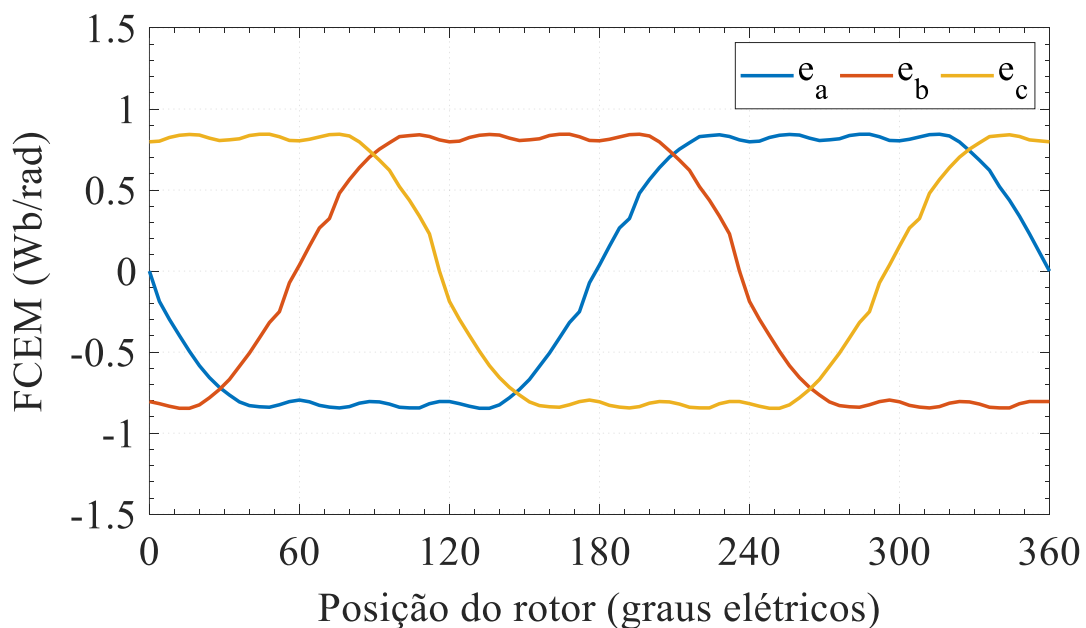
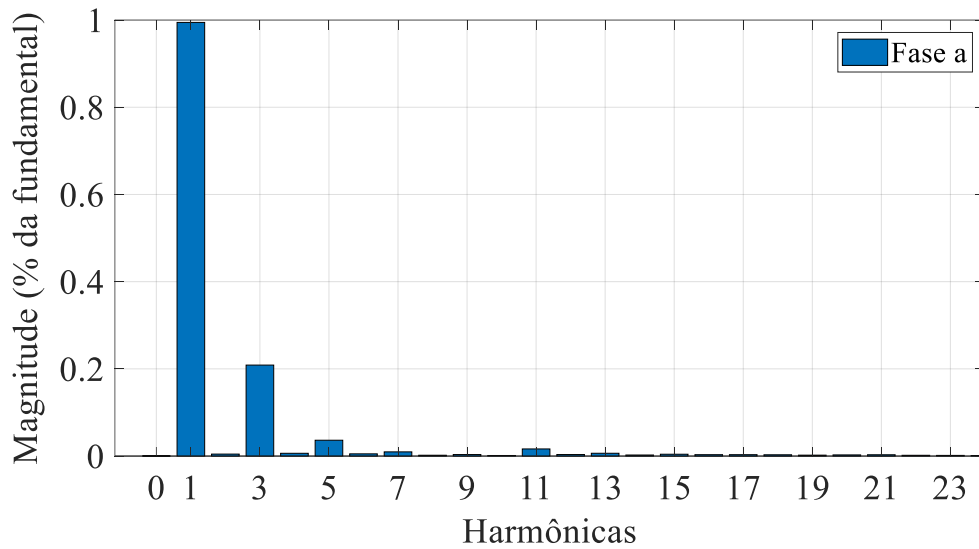
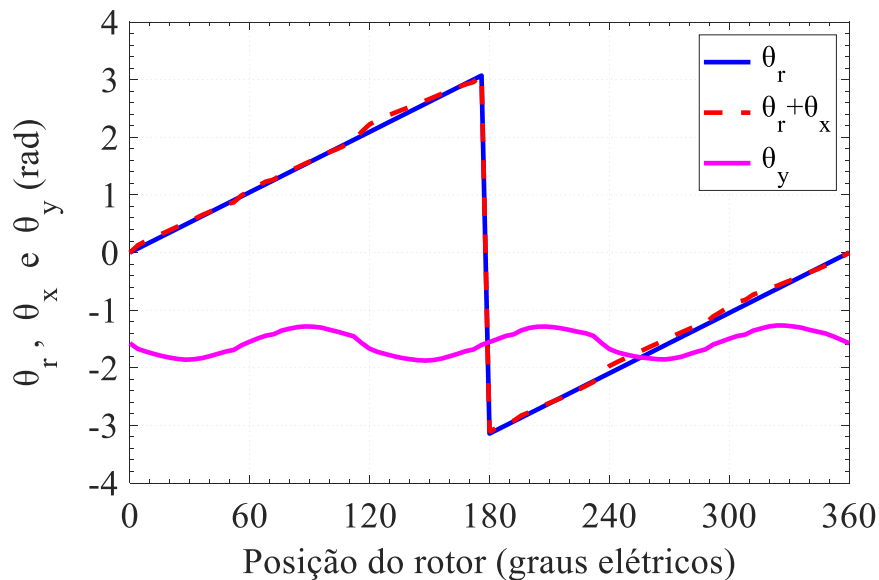


Figura 6.3 – Harmônicas contidas na forma de onda da fase A da FCEM



A Figura 6.4 apresenta a posição do rotor e a posição angular do vetor da FCEM correspondente a máquina utilizada. Nota-se que os valores de $\theta_r + \theta_x$ e θ_r são próximos, porém não são coincidentes.

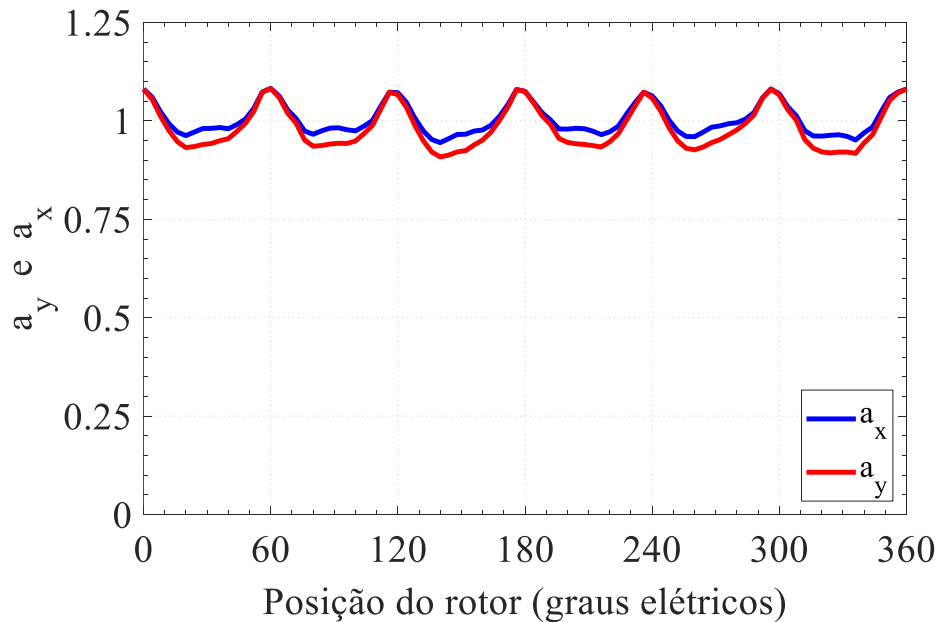
Figura 6.4 – Valores de θ_r , $\theta_r + \theta_x$ e θ_y



A Figura 6.5 apresenta os valores de a_x e a_y . Os valores de a_x e a_y podem ser calculados por (2.36) e (3.16), respectivamente. Observa-se que a diferença entre as duas formas de onda no gráfico ocorre devido ao fato de a_y considerar o valor da FCEM no eixo θ .

O valor de θ_y é calculado através de (3.12), sendo utilizado para garantir a orientação angular adequada no eixo θ .

Figura 6.5 – Valores de a_x e a_y



Após obtenção da FCEM e especificação do valor de torque eletromagnético, torna-se possível calcular as correntes de estator nos eixos dqx e dqy . Na Figura 6.6, são apresentadas as formas de ondas de corrente do estator do controle vetorial dqx e controle vetorial dqy obtidas por simulação. A Figura 6.7 exibe a análise espectral, onde observa-se que as principais diferenças entre as correntes de estator ocorrem nas componentes harmônicas de 1^a, 3^a e 7^a ordem.

Figura 6.6 – Forma de onda da corrente na fase a no controle dqx e dqy .

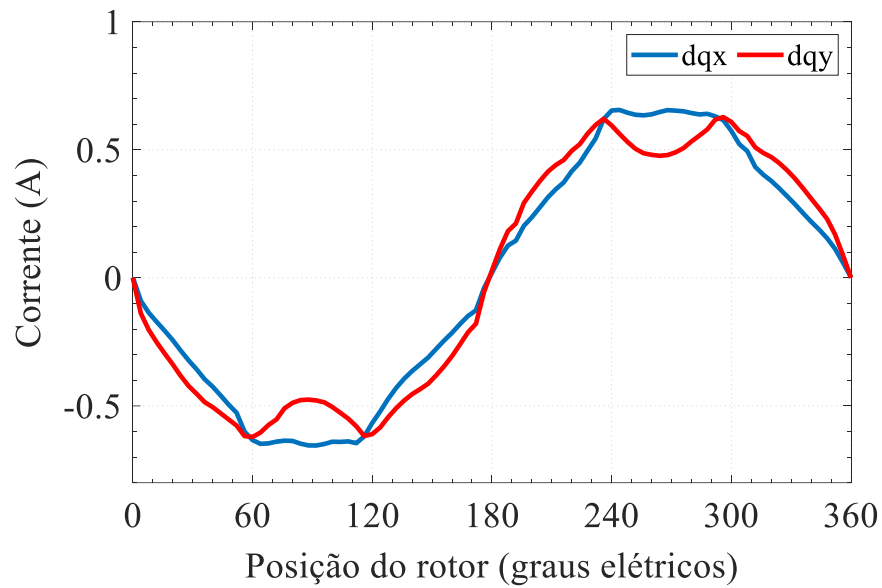
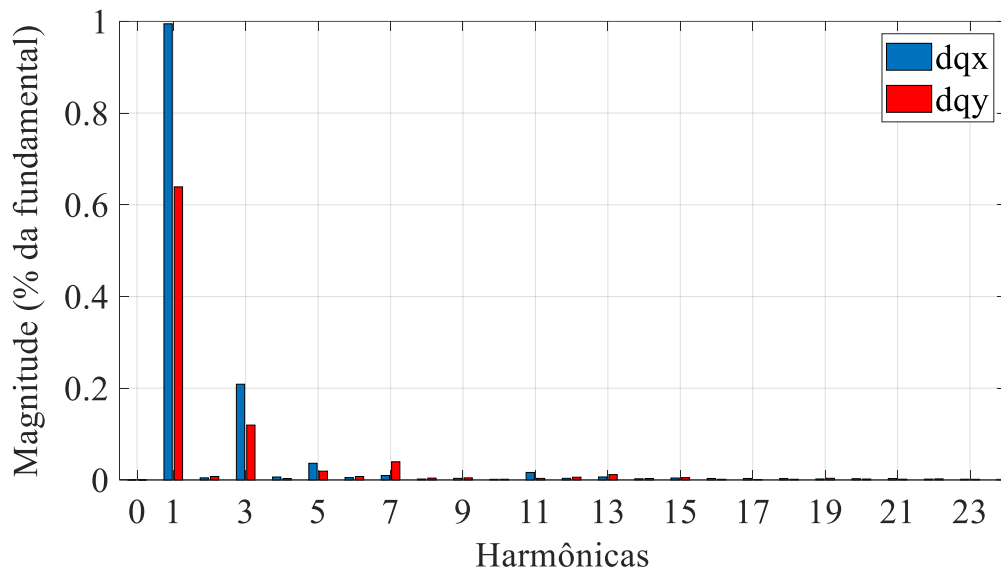


Figura 6.7 – Harmônicas contidas na forma de onda da fase a no controle dqx e dqy



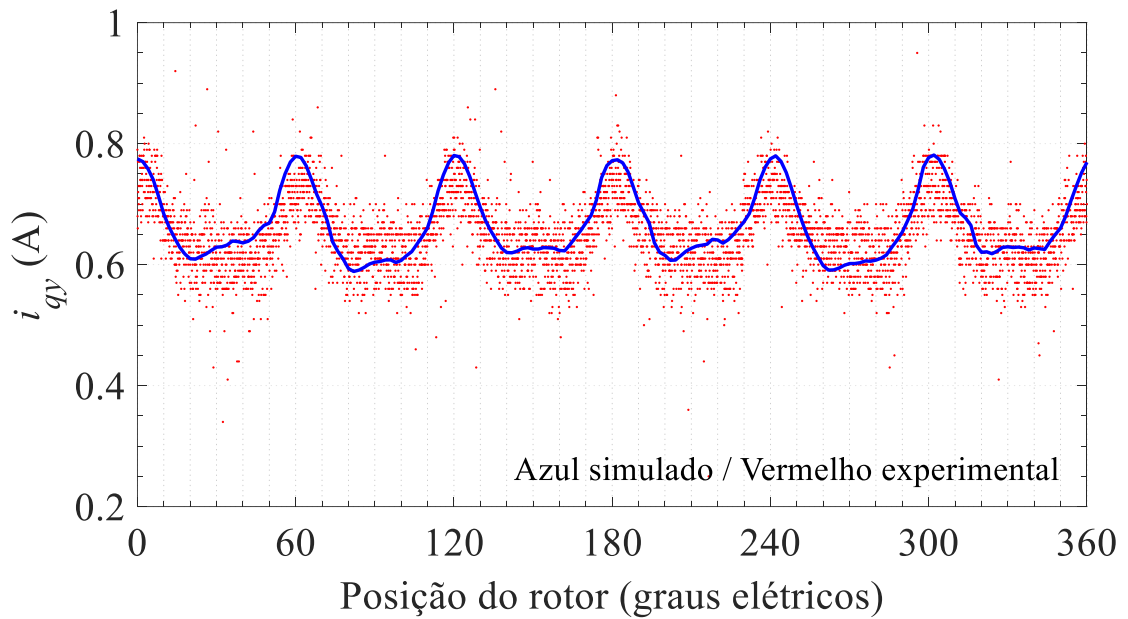
No ensaio experimental, foi utilizado o inversor da SEMIKRON 08625660, que permite o acesso ao barramento CC e emprega a topologia mostrada na Figura 5.4. A topologia da Figura 5.4, consiste em conectar o neutro da máquina ao barramento CC do inversor por meio de diodos. A conexão do neutro ao barramento CC do inversor é realizada através de diodos 1N5408, conforme exibido na Figura 6.8.

Figura 6.8 – Ligação do neutro da máquina no barramento CC do inversor

O controle dqy foi implementado conforme o diagrama apresentado na Figura 4.2. O processador ARM STM32F767, com ponto flutuante, recebe as informações de velocidade do codificador incremental e os sinais atualizados das três fases, medidos por sensores ACS712. Os algoritmos de controle retornam diretamente os sinais para as portas a apropriadas do inversor VSI. O período de amostragem do controle proposto foi ajustado para $100 \mu\text{s}$, operando com uma frequência de comutação 10kHz . Neste projeto, a velocidade de referência adotada foi de 750 r/min e torque é de carga de 1Nm .

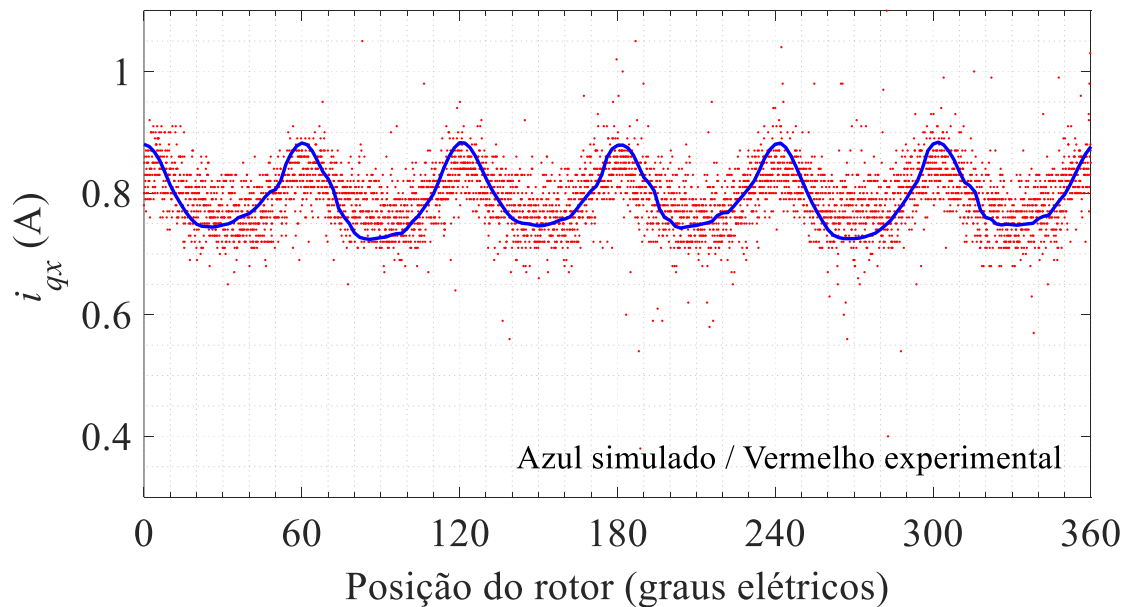
As correntes de referência do estator podem ser calculadas pelas equações (4.4), (4.5) e (4.6), conforme diagrama da Figura 4.2. As Figuras de 6.9 a 6.16 apresentam os resultados de corrente de fase obtidos por simulação e medição do ensaio experimental. Observa-se que, tanto nas condições de simulação quanto nos ensaios experimentais, as formas de onda de corrente obtidas são semelhantes, comprovando assim a validade do modelo vetorial proposto. A Figura 6.9 apresenta o resultado da aplicação dqy , exibindo apenas a forma de onda de i_{qy} , uma vez que $i_{dy} = 0$ e $i_{0y} = 0$.

Figura 6.9 – Corrente no eixo qy , simulado e experimental.



Aplicando a transformada de dqy para dqx , conforme a equação (3.2), obtém-se a corrente de estator no eixo iqx , apresentada na Figura 6.10.

Figura 6.10 – Corrente no eixo qx , simulado e experimental.



Em seguida, aplica-se a transformada de dqx para $\alpha\beta 0$, resultando nas Figura 6.11, Figura 6.12 e Figura 6.13. Nessas figuras, é possível observar a semelhança entre as formas de onda de corrente do modelo simulado e ensaio experimental.

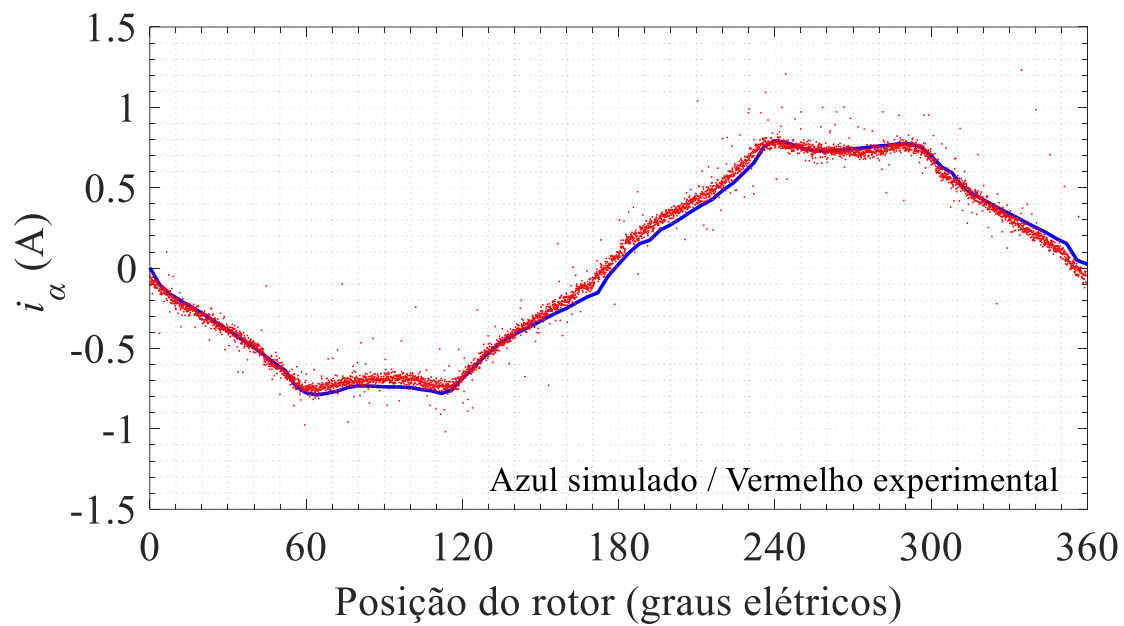
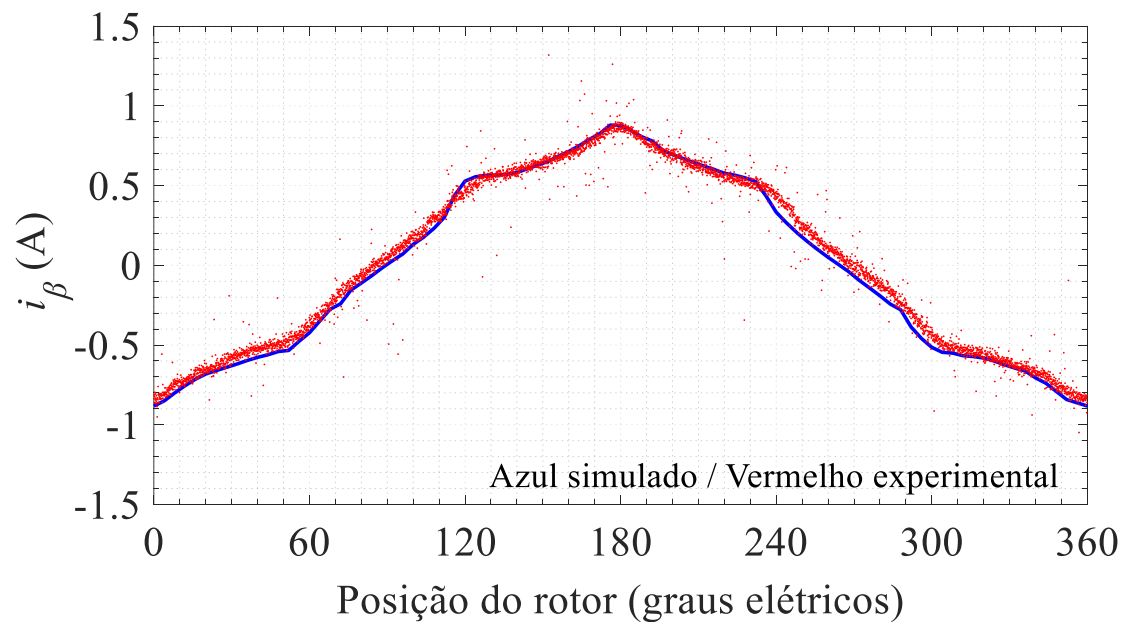
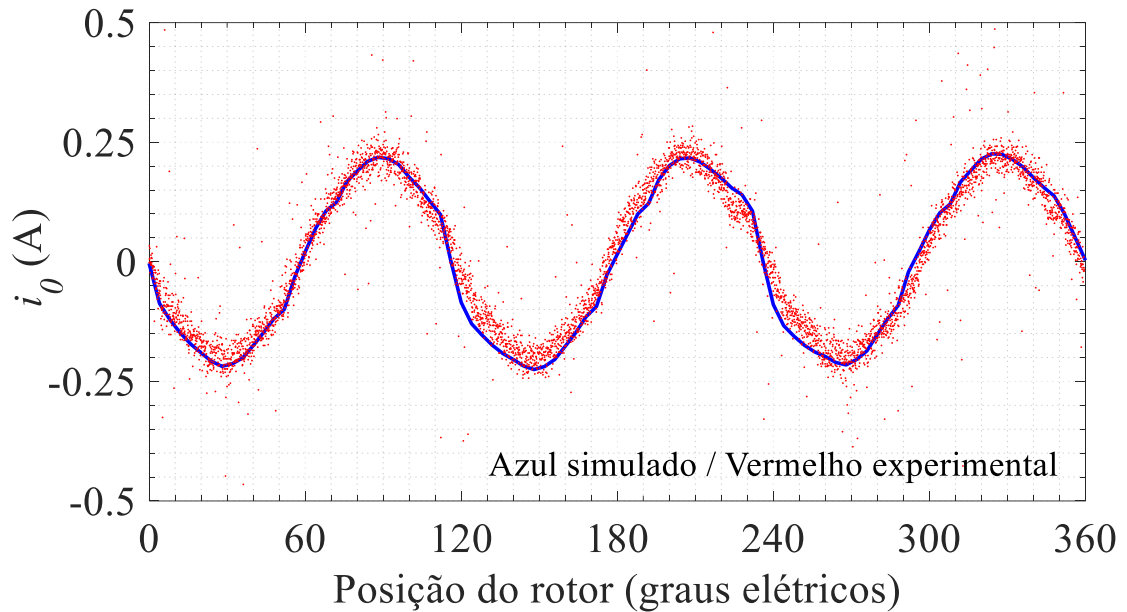
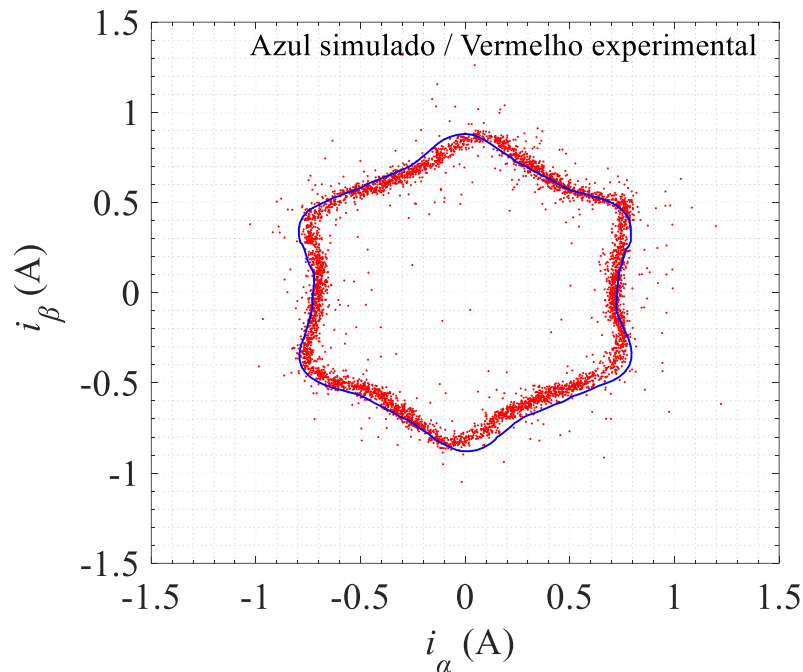
Figura 6.11 – Corrente no eixo α , simulado e experimental.**Figura 6.12 – Corrente no eixo β , simulado e experimental.**

Figura 6.13 – Corrente no eixo θ , simulado e experimental.



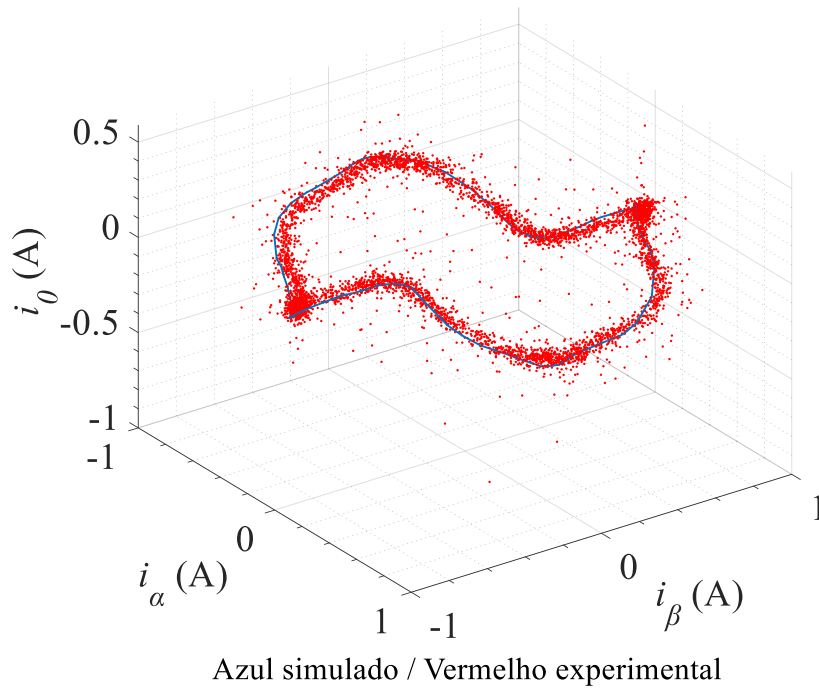
O comportamento das correntes nos eixos $\alpha\beta$, para um período das FCEM da Figura 6.2, possuem a trajetória no plano $\alpha\beta$ apresentadas na Figura 6.14.

Figura 6.14 – Trajetória nos eixos $\alpha\beta$, simulado e experimental



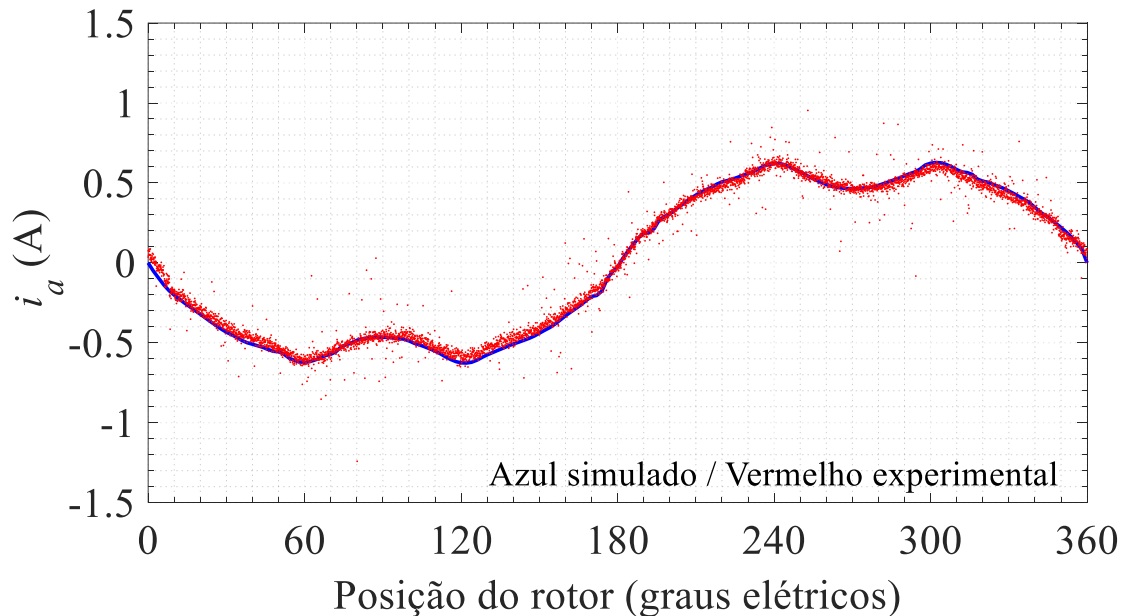
Convencionalmente a trajetória é apresentada nos eixos $\alpha\beta$, entretanto, na transformada proposta, utiliza-se os eixos $\alpha\beta\theta$. Dessa forma, a trajetória nos eixos $\alpha\beta\theta$ é exibida na Figura 6.15.

Figura 6.15 – Trajetória nos eixos $\alpha\beta 0$, simulado e experimental



Ao aplicar a transformada de $\alpha\beta 0$ para abc na forma de onda apresentada na Figura 6.15, obtém-se o resultado exibido na Figura 6.16.

Figura 6.16 – Corrente na fase a



Os resultados de torque e velocidade são apresentados nas Figura 6.17 e Figura 6.18, respectivamente. Esses resultados foram obtidos a partir das correntes calculadas com base no modelo vetorial nos eixos dqy . Na Figura 6.17, mostra-se a resposta do sistema frente a um

degrau de carga de 1 Nm com velocidade de 750 rpm. O resultado experimental é satisfatório, uma vez que os valores obtidos no ensaio experimental ficam próximos dos valores de referência desejados.

Figura 6.17 – Curva de torque

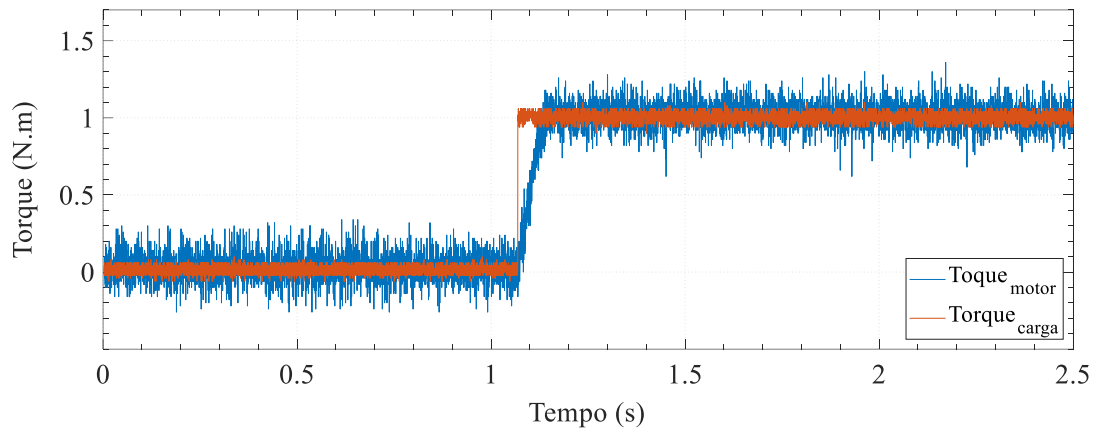
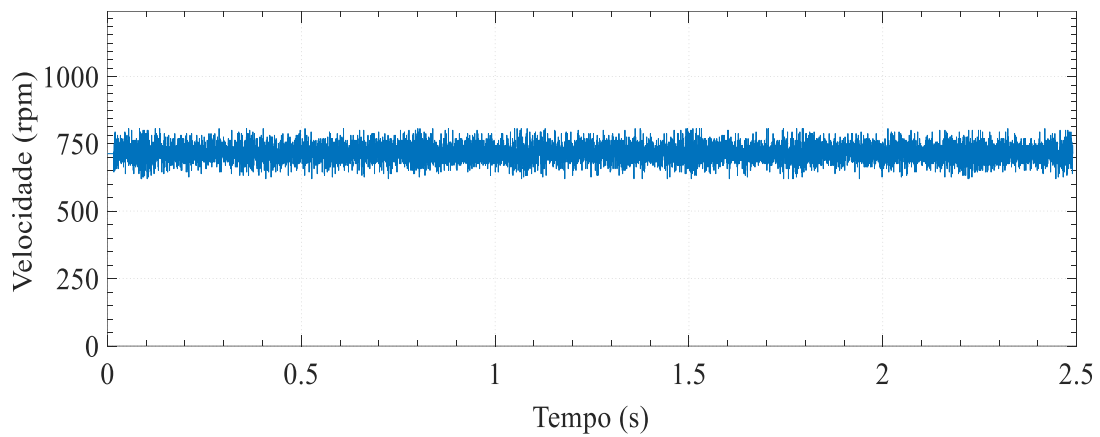


Figura 6.18 – Curva de velocidade



Capítulo 7

Conclusão e diretrizes futuras

7.1 Conclusão

O presente trabalho propõe uma nova extensão generalizada da transformada dq aplicada a máquinas síncronas de ímãs permanentes com corrente de sequência. Essa abordagem é válida para tanto para máquinas com enrolamento aberto quanto para aqueles com acesso ao neutro (conexão Y), independente da topologia do inversor utilizada.

Os harmônicos ímpares múltiplos de 3º ordem constituem um fator significativo no desempenho de máquinas síncronas de ímãs permanentes com enrolamento aberto ou em casos com o neutro acessível. Essas componentes harmônicas influenciam na componente de torque denominada torque mútuo, que constitui a principal componente do torque eletromagnético nessas máquinas.

A transformada dqy proposta permite o alinhamento adequado dos eixos coordenados, resultando em uma equação do torque eletromagnético diretamente proporcional a corrente projetada. O método proporciona a isolação da componente da corrente do estator responsável pela produção do torque mútuo. Assim, com o controle adequado da componente, por meio da corrente de referência baseada no torque de referência, refletindo no torque eletromagnético fornecido.

Com base nos resultados apresentados no Capítulo 6, conclui-se que o modelo é válido. As correntes medidas das fases do estator apresentam valores próximos dos obtidos por simulação.

Contudo, a corrente de estator dqy aproveita todas as harmônicas presentes na FCEM, destacando-se por seu potencial de menor dissipação de energia. Esse benefício está diretamente relacionado aos aspectos construtivos da máquina, ou seja, quanto maior o volume

de harmônica de sequência zero envolvidas, maior será a vantagem proporcionada pelo uso da transformada dqy .

7.2 Diretivas futuras

No prosseguimento da linha de pesquisa apresentada neste trabalho, as seguintes diretivas futuras são propostas:

- Aplicar o modelo vetorial dqy em outros tipos de máquinas que utilizam enrolamento aberto (*open-winding*) ou neutro acessível.
- Desenvolver o controle vetorial dqy *sensorless* para máquinas síncronas de ímãs permanentes de FCEM não senoidal com corrente de sequência zero.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Morimoto, “Trend of permanent magnet synchronous machines,” *IEEJ Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 2, no. 2, pp. 101–108, Mar. 2007, doi: 10.1002/tee.20116.
- [2] G. Bauerlein, “A Brushless DC Motor with Solid-State Commutation,” in *1962 IRE National Convention*, 1962, pp. 184–190, doi: 10.1109/IRENC.1962.199239.
- [3] I. Petrov, D. Egorov, J. Link, R. Stern, S. Ruoho, and J. Pyrhonen, “Hysteresis Losses in Different Types of Permanent Magnets Used in PMSMs,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 3, pp. 2502–2510, Mar. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2548440.
- [4] A. Suti, G. Di Rito, and R. Galatolo, “Novel Approach to Fault-Tolerant Control of Inter-Turn Short Circuits in Permanent Magnet Synchronous Motors for UAV Propellers,” *Aerospace*, vol. 9, no. 8, p. 401, Jul. 2022, doi: 10.3390/aerospace9080401.
- [5] H. Vidhya and S. Allirani, “A Literature Review on Electric Vehicles: Architecture, Electrical Machines for Power Train, Converter Topologies and Control Techniques,” in *2021 International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE)*, Dec. 2021, pp. 565–575, doi: 10.1109/ComPE53109.2021.9751896.
- [6] T. Yuan, D. Wang, X. Wang, X. Wang, and Z. Sun, “High-Precision Servo Control of Industrial Robot Driven by PMSM-DTC Utilizing Composite Active Vectors,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 7577–7587, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2890539.
- [7] C.-S. Park, J.-H. Kim, S.-H. Park, and M.-S. Lim, “Effect of Electromagnetic Force Caused by PMSM on the Vibration/Noise of Reciprocating Compressors,” *IEEE Access*, vol. 11, no. May, pp. 56324–56335, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3283144.
- [8] F. Zhao, Z. Yu, J. Cao, and L. Li, “Design and Optimization of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine for Gas Compressors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 58, no. 2, pp. 1–5, Feb. 2022, doi: 10.1109/TMAG.2021.3078464.
- [9] K. T. Chau, C. C. Chan, and Chunhua Liu, “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55,

- no. 6, pp. 2246–2257, Jun. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918403.
- [10] J. R. B. A. Monteiro, A. A. Oliveira, M. L. Aguiar, and E. R. Sanagiotti, “Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines,” *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 22, no. 5, pp. 627–644, Jul. 2012, doi: 10.1002/etep.594.
- [11] A. A. Oliveira, J. R. B. de A. Monteiro, M. L. Aguiar, and D. P. Gonzaga, “Extended DQ Transformation for Vectorial Control Applications of Non-sinusoidal Permanent Magnet AC Machines,” in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, vol. 2005, no. 1, pp. 1807–1812, doi: 10.1109/PESC.2005.1581876.
- [12] S. Chen, X. Hao, C. Gao, and Z. Jiang, “An Effective Nontransient Active Short-Circuit Method for PMSM in Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 4, pp. 3571–3580, Apr. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3176315.
- [13] S. V. Nair, H. P., and K. Hatua, “Six-Step Operation of a Symmetric Dual Three-Phase PMSM With Minimal Circulating Currents for Extended Speed Range in Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 8, pp. 7651–7662, Aug. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104587.
- [14] J.-H. Kim, S.-H. Park, J.-Y. Ryu, and M.-S. Lim, “Comparative Study of Vibration on 10-Pole 12-Slot and 14-Pole 12-Slot PMSM Considering Tooth Modulation Effect,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 4, pp. 4007–4017, Apr. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3181418.
- [15] A. Kiselev, G. R. Catuogno, A. Kuznetsov, and R. Leidhold, “Finite-Control-Set MPC for Open-Phase Fault-Tolerant Control of PM Synchronous Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 6, pp. 4444–4452, Jun. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2931285.
- [16] D. E. Pinto, A.-C. Pop, G. Myrria, J. Kempkes, and J. J. C. Gyselinck, “Vibration Analysis of Delta-Connected PMSMs Using Lookup Table-Based Models—Influence of the 0-Sequence Component,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 7, pp. 6561–6571, Jul. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3097607.
- [17] H. Tang, W. Li, J. Li, H. Gao, Z. Wu, and X. Shen, “Calculation and Analysis of the Electromagnetic Field and Temperature Field of the PMSM Based on Fault-Tolerant Control of Four-Leg Inverters,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 35, no. 4, pp. 2141–2151, Dec. 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.2996817.

- [18] P. Cui, Z. Zheng, J. Fu, Q. Zhang, and L. An, "A Fault-Tolerant Control Method for a PMSM Servo Drive System with a Four-Leg Inverter," *Electronics*, vol. 12, no. 18, p. 3857, Sep. 2023, doi: 10.3390/electronics12183857.
- [19] Y. Guo, L. Wu, X. Huang, Y. Fang, and J. Liu, "Adaptive Torque Ripple Suppression Methods of Three-Phase PMSM During Single-Phase Open-Circuit Fault-Tolerant Operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 5, pp. 4955–4965, Sep. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.3004305.
- [20] L. Wu, Y. Guo, X. Huang, Y. Fang, and J. Liu, "Harmonic Torque Suppression Methods for Single-Phase Open-Circuit Fault-Tolerant Operation of PMSM Considering Third Harmonic BEMF," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 1, pp. 1116–1129, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3002295.
- [21] X. Zhou, J. Sun, H. Li, M. Lu, and F. Zeng, "PMSM Open-Phase Fault-Tolerant Control Strategy Based on Four-Leg Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 3, pp. 2799–2808, Mar. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2925823.
- [22] H. Zhan, Z. Q. Zhu, M. Odavic, and Y. Li, "A Novel Zero-Sequence Model-Based Sensorless Method for Open-Winding PMSM With Common DC Bus," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 11, pp. 6777–6789, Nov. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2585465.
- [23] W. Hu, C. Ruan, H. Nian, and D. Sun, "An Improved Modulation Technique With Minimum Switching Actions Within One PWM Cycle for Open-End Winding PMSM System With Isolated DC Bus," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 5, pp. 4259–4264, May 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2920618.
- [24] W. Hu, C. Ruan, H. Nian, and D. Sun, "Zero-Sequence Current Suppression Strategy With Common-Mode Voltage Control for Open-End Winding PMSM Drives With Common DC Bus," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 6, pp. 4691–4702, Jun. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2988221.
- [25] A. Gaeta, G. Scelba, and A. Consoli, "Modeling and Control of Three-Phase PMSMs Under Open-Phase Fault," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 1, pp. 74–83, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIA.2012.2228614.
- [26] A. Gaeta, G. Scelba, and A. Consoli, "Sensorless Vector Control of PM Synchronous Motors During Single-Phase Open-Circuit Faulted Conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 1968–1979, Nov. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2226192.

- [27] Q. An, J. Liu, Z. Peng, L. Sun, and L. Sun, "Dual-Space Vector Control of Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Fed by Dual Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 1–1, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2520999.
- [28] X. Lin, W. Huang, and L. Wang, "SVPWM Strategy Based on the Hysteresis Controller of Zero-Sequence Current for Three-Phase Open-End Winding PMSM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 4, pp. 3474–3486, Apr. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2856372.
- [29] W. Chen, D. Sun, M. Wang, and H. Nian, "Modeling and Control for Open-Winding PMSM Under Open-Phase Fault Based on New Coordinate Transformations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 6, pp. 6892–6902, Jun. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3039896.
- [30] C. Liu and J. Shang, "Sensorless Drive Strategy of Open-End Winding PMSM With Zero-Sequence Current Suppression," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 36, no. 4, pp. 2987–2997, Dec. 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3069891.
- [31] H. Zhan, Z. Q. Zhu, and M. Odavic, "Analysis and Suppression of Zero Sequence Circulating Current in Open Winding PMSM Drives with Common DC Bus," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 4, pp. 3609–3620, 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2679678.
- [32] C. Zhang *et al.*, "Zero-Sequence Current Suppression Method for Fault-Tolerant OW-PMSM Drive With Asymmetric Zero-Sequence Voltage Injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 3, pp. 2351–2362, Mar. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3167152.
- [33] Z. Dong, Z. Song, W. Wang, and C. Liu, "Improved Zero-Sequence Current Hysteresis Control-Based Space Vector Modulation for Open-End Winding PMSM Drives With Common DC Bus," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 10, pp. 10755–10760, Oct. 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3217600.
- [34] L. Rovere, A. Formentini, G. Lo Calzo, P. Zanchetta, and T. Cox, "Zero-Sequence Voltage Elimination for Dual-Fed Common DC-Link Open-End Winding PMSM High-Speed Starter-Generator - Part II: Deadtime Hysteresis Control of Zero-Sequence Current," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 6, pp. 7813–7821, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2907095.
- [35] S.-H. Kim, "Current regulators of alternating current motors," in *Electric Motor Control*, Elsevier, 2017, pp. 247–264.

- [36] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998, doi: 10.1109/41.720325.
- [37] C. Calleja, A. Lopez-de-Heredia, H. Gaztanaga, T. Nieva, and L. Aldasoro, "Validation of a modified direct-self control strategy for PMSM in railway-traction applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 1–1, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2572661.
- [38] B. A. Welchko and J. M. Nagashima, "The influence of topology selection on the design of EV/HEV propulsion systems," *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 1, no. 2, pp. 36–40, Jun. 2003, doi: 10.1109/LPEL.2003.821033.
- [39] J. Wei, Q. Deng, B. Zhou, M. Shi, and Y. Liu, "The Control Strategy of Open-Winding Permanent Magnet Starter-Generator With Inverter-Rectifier Topology," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 983–991, May 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2222038.
- [40] Y. Zhou and H. Nian, "Zero Sequence Current Suppression Strategy of Open Winding PMSG System with Common DC Bus based on Zero Vector Redistribution," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 1–1, 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2366715.
- [41] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 433–439, 1999, doi: 10.1109/60.790893.
- [42] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, May 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.1004239.
- [43] F. Meinguet and J. Gyselinck, "Control strategies and reconfiguration of four-leg inverter PMSM drives in case of single-phase open-circuit faults," in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, May 2009, no. 2, pp. 299–304, doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075221.
- [44] X. Zhou, J. Sun, H. Li, M. Lu, and F. Zeng, "PMSM Open-Phase Fault-Tolerant Control Strategy Based on Four-Leg Inverter," vol. 35, no. 3, pp. 2799–2808, 2020.
- [45] Q. Tabart, I. Vechiu, A. Etxeberria, and S. Bacha, "Hybrid Energy Storage System Microgrids Integration for Power Quality Improvement Using Four-Leg Three-Level NPC Inverter and Second-Order Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.

- 65, no. 1, pp. 424–435, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2723863.
- [46] L. Zhang, M. J. Waite, and B. Chong, “Three-phase four-leg flying-capacitor multi-level inverter-based active power filter for unbalanced current operation,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 153–163, Jan. 2013, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0317.
- [47] J. He, N. Weise, L. Wei, and N. A. O. Demerdash, “A fault-tolerant topology of T-Type NPC inverter with increased thermal overload capability,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2016, vol. 2016-May, pp. 1065–1070, doi: 10.1109/APEC.2016.7468002.
- [48] J. Liang, T. C. Green, C. Feng, and G. Weiss, “Increasing Voltage Utilization in Split-Link, Four-Wire Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1562–1569, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2013351.
- [49] Z. Lin, X. Ruan, L. Jia, W. Zhao, H. Liu, and P. Rao, “Optimized Design of the Neutral Inductor and Filter Inductors in Three-Phase Four-Wire Inverter With Split DC-Link Capacitors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 247–262, Jan. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2812278.
- [50] Q.-C. Zhong, W.-L. Ming, X. Cao, and M. Krstic, “Control of Ripple Eliminators to Improve the Power Quality of DC Systems and Reduce the Usage of Electrolytic Capacitors,” *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2177–2187, 2016, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2561269.

Apêndice A

Modelagem convencional por fase

Neste apêndice serão deduzidas as equações da modelagem convencional por fase. A equação de fluxo total é escrita por

$$\begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$P_{rotor} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Sendo,

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{z_p} \quad (\text{A.10})$$

A equação do torque eletromagnético nas coordenadas abc pode ser escrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Apêndice B

Transformada $\alpha\beta 0$

A transformada $\alpha\beta 0$ é aplicada por meio de

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \rightarrow T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

A inversa da transformada $\alpha\beta 0$ é realizada com

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \rightarrow T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Aplicando a transformada nas equações da máquina (A.8), temos:

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \left(T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} F_{r\alpha} \\ F_{r\beta} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + (L T_{\alpha\beta 0}^{-1}) \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} F_{r\alpha} \\ F_{r\beta} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Multiplicando ambos os lados da equação pela transformada $\alpha\beta 0$ ($T_{\alpha\beta 0}$):

$$T_{\alpha\beta 0} T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s T_{\alpha\beta 0} T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{\alpha\beta 0} (L T_{\alpha\beta 0}^{-1}) \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m T_{\alpha\beta 0} T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} F_{r\alpha} \\ F_{r\beta} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Sendo,

$$L T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$LT_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} (L_s - M_s) & 0 & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \\ 1/2(L_s - M_s) & \sqrt{3}/2(L_s - M_s) & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \\ 1/2(L_s - M_s) & -\sqrt{3}/2(L_s - M_s) & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

Então,

$$T_{\alpha\beta 0}(LT_{\alpha\beta 0}^{-1}) = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (L_s - M_s) & 0 & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \\ 1/2(L_s - M_s) & \sqrt{3}/2(L_s - M_s) & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \\ 1/2(L_s - M_s) & -\sqrt{3}/2(L_s - M_s) & \sqrt{2}/2(L_s + 2M_s) \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Visto que,

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1}(LT_{\alpha\beta 0}) = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

Portanto,

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_\alpha + \omega_r \phi_m F_{r\alpha} \quad (\text{B.10})$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_\beta + \omega_r \phi_m F_{r\beta} \quad (\text{B.11})$$

$$v_0 = R_s i_0 + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \phi_m F_{r0} \quad (\text{B.12})$$

A equação do torque eletromagnético nas coordenadas $\alpha\beta 0$ pode ser escrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{r\alpha} \\ F_{r\beta} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

$$T_{el} = z_p \phi_m (F_{r\alpha} i_\alpha + F_{r\beta} i_\beta + F_{r0} i_0) \quad (\text{B.14})$$

Apêndice C

Transformada $dq0$

A transformada $dq0$ é aplicada através de

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{dq0} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \rightarrow T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

A inversa da transformada $dq0$ é realizada com

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \rightarrow T_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

A partir da transformada nas equações da máquina (B.10), (B.11) e (B.12), temos

$$T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

Multiplicando ambos os lados da equação pela matriz inversa da transformada (T_{dq0}):

$$T_{dq0} T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s T_{dq0} T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m T_{dq0} T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \underbrace{T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}}_A + \\
&\underbrace{T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} T_{dq0}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}}_B + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{C.6}$$

Onde.

$$A = T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \omega_r \frac{d}{d\theta_r} T_{dq0}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -(L-M) & 0 \\ L-M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L+2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{C.7}$$

$$B = T_{dq0} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} T_{dq0}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L+2M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{C.8}$$

Temos,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -(L-M) & 0 \\ L-M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L+2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L+2M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \tag{C.9}$$

Assim,

$$v_d = R_s i_d - (L_s - M_s) i_q \omega_r + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_d + \omega_r \phi_m F_{rd} \tag{C.10}$$

$$v_q = R_s i_q + (L_s - M_s) i_d \omega_r + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \phi_m F_{rq} \tag{C.11}$$

$$v_0 = R_s i_0 + (L_s + 2M_s) i_0 \omega_r + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \phi_m F_{r0} \tag{C.12}$$

A equação do torque eletromagnético nas coordenadas $dq0$ pode ser escrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \\ F_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{C.13})$$

$$T_{el} = z_p \phi_m (F_{rd} i_d + F_{rq} i_q + F_{r0} i_0) \quad (\text{C.14})$$

Apêndice D

Transformada dqx

A transformada dqx é aplicada por meio de

$$\begin{bmatrix} x_{dx} \\ x_{qx} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \rightarrow T_{dqx} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_x) & \sin(\theta_r + \theta_x) \\ -\sin(\theta_r + \theta_x) & \cos(\theta_r + \theta_x) \end{bmatrix} \quad (\text{D.1})$$

A inversa da transformada dqx é realizada com

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} x_{dx} \\ x_{qx} \end{bmatrix} \rightarrow T_{dqx}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_x) & -\sin(\theta_r + \theta_x) \\ \sin(\theta_r + \theta_x) & \cos(\theta_r + \theta_x) \end{bmatrix} \quad (\text{D.2})$$

Aplicando a transformada (D.2) na equação (B.10), (B.11) e (B.12), temos

$$\begin{aligned} a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} v_{dx} \\ v_{qx} \end{bmatrix} &= R_s a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) + \\ &+ a_x \omega_r \phi_m T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{D.3})$$

Multiplicando ambos os lados da equação pela matriz inversa da transformada dqx

(T_{dqx}):

$$\begin{aligned} a_x T_{dqx} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} v_{dx} \\ v_{qx} \end{bmatrix} &= R_s a_x T_{dqx} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} + T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) + \\ &+ a_x \omega_r \phi_m T_{dqx} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

Aplicando o inverso da amplitude ($1/a_x$) em ambos os lados na equação (D.4)

$$\begin{bmatrix} v_{dx} \\ v_{qx} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(a_x T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right)}_A + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{rd} \\ F_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{D.5})$$

Desenvolvendo a parcela A

$$\frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \left(\underbrace{\frac{da_x}{dt} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix}}_B + \underbrace{a_x \frac{dT_{dqx}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix}}_C + \underbrace{a_x T_{dqx}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix}}_D \right) \quad (D.6)$$

Desenvolvendo as parcelas B, C e D, temos

$$B = \frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \left(\frac{da_x}{dt} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.7)$$

$$B = \omega_r \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} \left(T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} T_{dqx}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.8)$$

$$B = \omega_r \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \quad (D.9)$$

$$C = \frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \left(a_x \frac{dT_{dqx}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.10)$$

$$C = \frac{1}{a_x} \omega_r a_x \left(T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \frac{dT_{dqx}^{-1}}{d\theta_r} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.11)$$

$$C = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -\left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r}\right)(L_s - M_s) \\ \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r}\right)(L_s - M_s) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \quad (D.12)$$

$$D = \frac{1}{a_x} T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} a_x T_{dqx}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \quad (D.13)$$

$$D = \frac{1}{a_x} a_x \left(T_{dqx} \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} T_{dqx}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.14)$$

$$D = \left(\begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 \\ 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} \right) \quad (D.15)$$

Portanto,

$$v_{dx} = R_s i_{dx} + (L_s - M_s) \left(\omega_r i_{dx} \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} - \omega_r i_{qx} \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r}\right) + \frac{di_{dx}}{dt} \right) + \omega_r \phi_m F_{rdx} \quad (D.16)$$

$$v_{qx} = R_s i_{qx} + (L_s - M_s) \left(\omega_r i_{qx} \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} + \omega_r i_{dx} \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) + \frac{di_{qx}}{dt} \right) + \omega_r \phi_m F_{rqx} \quad (\text{D.17})$$

A equação do torque eletromagnético nas coordenadas dqx pode ser escrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{rdx} \\ F_{rqx} \end{bmatrix} \quad (\text{D.18})$$

$$T_{el} = z_p \phi_m (F_{rdx} i_{dx} + F_{rqx} i_{qx}) \quad (\text{D.19})$$

Apêndice E

Transformada dqy

A transformada dqy é aplicada após a transformada dqx por meio de

$$T_{dqy} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\theta_y) & \cos(\theta_y) \\ 0 & \cos(\theta_y) & \sin(\theta_y) \end{bmatrix} \quad (\text{E.1})$$

Temos,

$$\begin{bmatrix} x_{dy} \\ x_{dy} \\ x_{0y} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_y} T_{dqy} T_{dqx} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{E.2})$$

Assim,

$$T_{dqy} T_{dqx} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_x) & \sin(\theta_r + \theta_x) & 0 \\ \sin(\theta_r + \theta_x) \sin(\theta_y) & -\cos(\theta_r + \theta_x) \sin(\theta_y) & \cos(\theta_y) \\ -\sin(\theta_r + \theta_x) \cos(\theta_y) & \cos(\theta_r + \theta_x) \cos(\theta_y) & \sin(\theta_y) \end{bmatrix} \quad (\text{E.3})$$

Onde,

$$a_y = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2 + F_{r0}^2}} \quad (\text{E.4})$$

A inversa da transformada dqx é realizada com

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} x_{dy} \\ x_{dy} \\ x_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.5})$$

Onde

$$(T_{dqy} T_{dqx})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \theta_x) & \sin(\theta_r + \theta_x) \sin(\theta_y) & -\sin(\theta_r + \theta_x) \cos(\theta_y) \\ \sin(\theta_r + \theta_x) & -\cos(\theta_r + \theta_x) \sin(\theta_y) & \cos(\theta_r + \theta_x) \cos(\theta_y) \\ 0 & \cos(\theta_y) & \sin(\theta_y) \end{bmatrix} \quad (\text{E.6})$$

Aplicando as transformadas nas equações (B.10), (B.11) e (B.12)

$$a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} v_{dy} \\ v_{qy} \\ v_{0y} \end{bmatrix} = R_s a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) + a_y \omega_r \phi_m (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} F_{dy} \\ F_{qy} \\ F_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.7})$$

Multiplicando ambos os lados da equação pela transformada $(T_{dqy} T_{dqx})$:

$$a_y (T_{dqy} T_{dqx}) (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} v_{dy} \\ v_{qy} \\ v_{0y} \end{bmatrix} = R_s a_y (T_{dqy} T_{dqx}) (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} + (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) + a_y \omega_r \phi_m (T_{dqy} T_{dqx}) (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} F_{dy} \\ F_{qy} \\ F_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.8})$$

Assim, aplicando o inverso da amplitude $(1/a_y)$ em ambos os lados na equação (E.8)

$$\begin{bmatrix} v_{dy} \\ v_{qy} \\ v_{0y} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{1}{a_y} (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix}}_A \frac{d}{dt} \left(\underbrace{a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}}_A \right) + \omega_r \phi_m \begin{bmatrix} F_{dy} \\ F_{qy} \\ F_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.9})$$

Desenvolvendo a parcela A, temos

$$\frac{1}{a_y} (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \left(\underbrace{\frac{da_y}{dt} (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}}_B + \underbrace{a_y \frac{d(T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}}{dt}}_C + \underbrace{a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}}_D \right) \quad (\text{E.10})$$

Desenvolvendo as parcelas B, C e D, temos

$$B = \frac{1}{a_y} (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \left(\frac{da_y}{dt} (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.11})$$

$$B = \omega_r \frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \left(T_{dqy} T_{dqx} \right) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \left(T_{dqy} T_{dqx} \right)^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.12})$$

$$B = \omega_r \frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \quad (\text{E.13})$$

$$b_{11} = L_s - M_s \quad (\text{E.14})$$

$$b_{12} = 0 \quad (\text{E.15})$$

$$b_{13} = 0 \quad (\text{E.16})$$

$$b_{21} = 0 \quad (\text{E.17})$$

$$b_{22} = L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2 \quad (\text{E.18})$$

$$b_{23} = \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \quad (\text{E.19})$$

$$b_{31} = 0 \quad (\text{E.20})$$

$$b_{32} = \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \quad (\text{E.21})$$

$$b_{33} = L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2 \quad (\text{E.22})$$

$$C = \frac{1}{a_y} (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \left(a_y \frac{d(T_{dqy} T_{dqx})^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.23})$$

$$C = \frac{1}{a_y} \omega_r a_y \left((T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \frac{d(T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}}{d\theta_r} \right) \quad (\text{E.24})$$

$$C = \omega_r \left(\begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.25})$$

$$c_{11} = 0 \quad (\text{E.26})$$

$$c_{12} = \sin(\theta_y)(L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \quad (\text{E.27})$$

$$c_{13} = -\cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \quad (\text{E.28})$$

$$c_{21} = -\sin(\theta_y)(L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \quad (\text{E.29})$$

$$c_{22} = \frac{\left(-3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y) \right)}{2} \quad (\text{E.30})$$

$$c_{23} = \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \left(L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2 \right) \quad (\text{E.31})$$

$$c_{31} = \cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \quad (\text{E.32})$$

$$c_{32} = \frac{\left(-\frac{d\theta_y}{d\theta_r} (2L_s + M_s - 3M_s \cos(2\theta_y)) \right)}{2} \quad (\text{E.33})$$

$$c_{33} = \frac{\left(3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y) \right)}{2} \quad (\text{E.34})$$

$$D = \frac{1}{a_y} (T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \left(a_y (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.35})$$

$$D = \frac{1}{a_y} a_y \left((T_{dqy} T_{dqx}) \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} (T_{dqy} T_{dqx})^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.36})$$

$$D = \left(\begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{E.37})$$

$$d_{11} = L_s - M_s \quad (\text{E.38})$$

$$d_{12} = 0 \quad (\text{E.39})$$

$$d_{13} = 0 \quad (\text{E.40})$$

$$d_{21} = 0 \quad (\text{E.41})$$

$$d_{22} = L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2 \quad (\text{E.42})$$

$$d_{23} = \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \quad (\text{E.43})$$

$$d_{31} = 0 \quad (\text{E.44})$$

$$d_{32} = \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \quad (\text{E.45})$$

$$d_{33} = L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2 \quad (\text{E.46})$$

Portanto,

$$v_{dy} = R_s i_{dy} + (L_s - M_s) \left(\omega_r \frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} i_{dy} + \frac{d}{dt} i_{dy} \right) + \sin(\theta_y) (L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{qy} - \cos(\theta_y) (L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{dy} \quad (\text{E.47})$$

$$\begin{aligned}
v_{qy} = & R_s i_{qy} - \left(\sin(\theta_y)(L_s + 2M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \right) \omega_r i_{dy} + (L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2) \frac{d}{dt} i_{qy} \\
& + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s) \sin(\theta_y)^2 \right) + \left(\frac{-3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \right) \omega_r i_{qy} \\
& + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \left(\frac{3M_s \sin(2\theta_y)}{2} \right) + \frac{d\theta_y}{d\theta_r} (L_s + 2M_s - 3M_s \sin(\theta_y)^2) \right) \omega_r i_{0y} \\
& + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{qy}
\end{aligned} \tag{E.48}$$

$$\begin{aligned}
v_{0y} = & R_s i_{0y} + \cos(\theta_y)(L_s - M_s) \left(\frac{d\theta_x}{d\theta_r} + 1 \right) \omega_r i_{dy} + \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} \frac{d}{dt} i_{qy} \\
& + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} \frac{(3M_s \sin(2\theta_y))}{2} + \frac{\left(-\frac{d\theta_y}{d\theta_r} \right) (2L_s + M_s - 3M_s \cos(2\theta_y))}{2} \right) \omega_r i_{qy} \\
& + \left(\frac{1}{a_y} \frac{da_y}{d\theta_r} (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \right) \omega_r i_{0y} \\
& + \frac{3M_s \frac{d\theta_y}{d\theta_r} \sin(2\theta_y)}{2} \omega_r i_{0y} \\
& + (L_s - M_s + 3M_s \sin(\theta_y)^2) \frac{d}{dt} i_{0y} + \omega_r \phi_m F_{0y}
\end{aligned} \tag{E.49}$$

A equação do torque eletromagnético nas coordenadas dqy pode ser escrita como

$$T_{el} = z_p \phi_m \begin{bmatrix} i_{dy} \\ i_{qy} \\ i_{0y} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{dy} \\ F_{qy} \\ F_{0y} \end{bmatrix} \tag{E.50}$$

$$T_{el} = z_p \phi_m (F_{dy} i_{dy} + F_{qy} i_{qy} + F_{0y} i_{0y}) \tag{E.51}$$

