UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Thales Eugenio Portes de Almeida

**Controle vetorial *sensorless* para
máquinas síncronas de ímã permanente
com força contra-eletromotriz não
senoidal**

Thales Eugenio Portes de Almeida

Controle vetorial *sensorless* para
máquinas síncronas de ímã permanente
com força contra-eletromotriz não
senoidal

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos

2017

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

A447c Almeida, Thales Eugenio Portes de
Controle vetorial sensorless para máquinas
síncronas de ímã permanente com força
contra-eletromotriz não senoidal / Thales Eugenio
Portes de Almeida; orientador José Roberto Boffino de
Almeida Monteiro . São Carlos, 2017.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2017.

1. transformação dqx. 2. Sensorless. 3. Máquina
Síncrona. 4. Ímã Permanente. 5. Trapezoidal. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: **THALES EUGENIO PORTES DE ALMEIDA**

Título da tese: "Controle vetorial sensorless para máquinas síncronas de ímã permanente com força contra-eletromotriz não senoidal"

Data da defesa: 20/07/2017

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Orientador)

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Darizon Alves de Andrade**

(Universidade Federal de Uberlândia/UFU)

Aprovado

Prof. Dr. **Ernesto Ruppert Filho**

(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Prof. Dr. **Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho**

(Universidade Federal do ABC/UFABC)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Dedico este trabalho aos meus pais e irmãos.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida.

Ao Prof. Dr. José Roberto pela orientação neste trabalho, por sua dedicação, competência e profissionalismo.

À minha mãe, Rosa, que colocou os filhos acima de tudo e que, com seu esforço, deu a mim e a meus irmãos um caminho a seguir, por sua dedicação à família.

Ao meu pai Alécio (*in memoriam*) que me ensinou o quanto a vida é importante e por ter sido um exemplo de dedicação e competência.

À minha noiva, Neriane, pelo amor e dedicação, por me acompanhar e fazer parte da minha vida pela sua paciência e carinho.

Aos meus irmãos Thomas e Thulio, grandes companheiros para todos os momentos.

Aos meus amigos Geyverson, Assis, Oureste, Russolo e Pedrosa, pelo companheirismo desde o início da graduação.

Aos meus amigos do LASENO: Marcelo, William, Edson, Tati, Carlos, Allan, Luan, Celton, Paulo, Rafael, Ana, Marley, Murilo, Marcel e Seiji.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, em especial ao Rui.

Aos demais companheiros da Graduação, Pós-Graduação, da Universidade ou de fora dela, que fizeram parte do meu caminho e contribuíram para a realização deste trabalho.

“Eu não disse que iria ser fácil, mas que valeria a pena”

São João Bosco

Resumo

Almeida, Thales Eugenio Portes de **Controle vetorial *sensorless* para máquinas síncronas de ímã permanente com força contra-eletromotriz não senoidal**. 91 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2017.

O presente trabalho trata do desenvolvimento de um sistema de controle vetorial para máquinas elétricas síncronas de ímã permanente (MSIP), com forma de onda da força contra eletromotriz (FCEM) não senoidal, sem a utilização de sensor de posição angular do eixo. O sistema de controle é desenvolvido utilizando a transformação não-senoidal dq_x , que exige a todo instante o conhecimento da posição do rotor, assim aplica-se um estimador de posição baseado nas medidas elétricas e no modelo matemático da máquina elétrica utilizando o filtro de Kalman juntamente com PLLs. Abordam-se a modelagem matemática da máquina, as técnicas de controle sem sensor tradicionais e as abordagens de controle de alto desempenho sem o uso de sensor de posição. Mostra-se o sistema proposto bem como os resultados da sua aplicação em ambiente simulado e por meio de testes práticos em bancada, mostrando o comportamento dinâmico da máquina síncrona.

Palavras-chave: Transformação dq_x , *Sensorless*, Máquina Síncrona, Ímã Permanente, Trapezoidal.

Abstract

Almeida, Thales Eugenio Portes de **Sensorless vectorial control for non sinusoidal back-EMF permanent magnet synchronous machines**. 91 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2017.

This work deals with the development of a vector control system for permanent magnet synchronous machines (PMSM), with non-sinusoidal back electromotive force (Back EMF) waveforms, widely known as the BLDC machine, without shaft angular position sensor. The control system is developed using the non-sinusoidal transformation dq_x , which demands constant knowledge of the shaft's angular position. This way, a position estimator is applied, based solely on electrical measurements and the machine's mathematical model applying the Kalman filter and PLLs. Thus, the machine's mathematical modelling, and the sensorless control and estimation approaches are reviewed. The developed system is explained, along with the results obtained through simulations and practical tests, demonstrating the dynamic behavior of the PMSM.

Keywords: dq_x , *Sensorless*, PMSM, *Brushless*, BLDC.

Lista de ilustrações

Figura 1	Circuito equivalente da MSIP.	26
Figura 2	Transformação dq_x	32
Figura 3	Diagrama de controle com realimentação de corrente.	34
Figura 4	Formas de onda de FCEM trapezoidal ideal e de corrente no estator da MSIP.	36
Figura 5	Trajetoária da corrente em pétala no plano $\alpha\beta$ (CASTRO, 2017).	38
Figura 6	Corrente em pétala no plano abc , por fase (CASTRO, 2017).	39
Figura 7	Formas de onda apresentadas pelo método de seis pulsos.	40
Figura 8	Formas de onda apresentadas aplicando a transformação dq	40
Figura 9	Formas de onda apresentadas aplicando a transformação dq_x	41
Figura 10	Trajetoária da corrente no estator no plano $\alpha\beta$	42
Figura 11	Passagens por zero da FCEM.	44
Figura 12	Método do terceiro harmônico.	44
Figura 13	Diagrama fasorial dos fluxos (OZTURK; TOLİYAT, 2011).	48
Figura 14	Visão geral da planta (OZTURK; TOLİYAT, 2011).	49
Figura 15	Orientação do fluxo produzido pelos �m�s (BARATIERI; PINHEIRO, 2014a).	50
Figura 16	Visão geral da planta (BARATIERI; PINHEIRO, 2014c).	51
Figura 17	Visão geral do Observador (BARATIERI; PINHEIRO, 2014a).	52
Figura 18	Método <i>Hybrid Orientation</i> (BARATIERI; PINHEIRO, 2014c).	53
Figura 19	�ngulo θ_y	54
Figura 20	Erro entre a posição angular elétrica do eixo e o vetor do campo.	56
Figura 21	PLL de adaptação do �ngulo.	56
Figura 22	Formas de onda com atraso entre a posição angular do eixo e posição angular estimada obtida da FCEM.	57
Figura 23	PLL de obtenção do atraso.	57
Figura 24	Diagrama em blocos da planta de controle.	58
Figura 25	Visão geral da estrutura de controle.	59

Figura 26	Bancada para experimentos.	61
Figura 27	Processo de partida da máquina em ambiente simulado	63
Figura 28	Simulação de degrau de velocidade de 100 para $30rad/s$	64
Figura 29	Simulação de degrau de velocidade de 100 para $200rad/s$	64
Figura 30	Simulação de degrau de carga a $100rad/s$	65
Figura 31	Simulação de degrau de carga a $200rad/s$	65
Figura 32	Simulação de degrau de carga a $30rad/s$	66
Figura 33	Distorção na forma de onda estimada da FCEM para diversas condições de velocidade	66
Figura 34	Formas de onda de corrente e torque com o controle nos referenciais dq_x e dq	67
Figura 35	Aumento na amplitude das ondulações na velocidade com a adoção do referencial dq	67
Figura 36	Corrente i_α por i_β	68
Figura 37	Experimento de degrau de $2Nm$ de carga a $100rad/s$	69
Figura 38	Experimento de degrau de $1,5Nm$ decarga a $200rad/s$	69
Figura 39	Experimento de degrau de $1Nm$ de carga a $30rad/s$	70
Figura 40	Experimento de degrau de $1,5Nm$ de carga a $50rad/s$	70
Figura 41	Experimento de saída de carga a $100rad/s$	71
Figura 42	Experimento de saída de carga a $200rad/s$	71
Figura 43	Experimento de saída de carga a $30rad/s$	72
Figura 44	Experimento de saída de carga a $50rad/s$	72
Figura 45	Experimento de degrau de velocidade de 100 a $30rad/s$	73
Figura 46	Experimento de degrau de velocidade de 100 a $200rad/s$	73
Figura 47	Experimento de degrau de velocidade de 200 a $100rad/s$	74
Figura 48	Experimento de degrau de velocidade de 30 a $100rad/s$	74
Figura 49	Experimento de degrau de velocidade de 50 a $100rad/s$	75
Figura 50	Detalhe do comportamento da corrente na situação de inversão de torque	75
Figura 51	Trajetória da corrente no plano $\alpha\beta$	76
Figura 52	Partida da máquina em rampa até a velocidade de $50rad/s$	77

Lista de tabelas

Tabela 1	Características das MSIP com diferentes disposições dos ímãs (RAHI-DEH; MARDANEH; KORAKIANITIS, 2013)	25
Tabela 2	Tabela de comutações para o controle DTC da MSIP (OZTURK; TO-LIYAT, 2011).	49
Tabela 3	Parâmetros da MSIP.	62

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Objetivos	24
1.2	Organização do texto	24
2	Máquinas Síncronas com Ímãs Permanentes	25
2.1	Modelagem matemática dinâmica da máquina síncrona com ímãs perma- nentes	26
2.1.1	Modelo por fase	26
2.1.2	Modelo vetorial	29
2.1.3	Transformação dq_x	31
3	Controle da MSIP	35
4	Controle <i>Sensorless</i> da MSIP	43
4.1	Controle <i>Sensorless</i> no modo seis pulsos	43
4.2	Controle <i>Sensorless</i> Vetorial	45
4.3	Métodos de Controle da MSIP em Modo <i>Sensorless</i>	46
4.3.1	Controle Direto de Torque em Modo <i>Sensorless</i>	46
4.3.2	Controle Orientado no Campo em Modo <i>Sensorless</i>	49
4.4	Estratégia Proposta	54
5	Resultados e Discussão	61
	Conclusão	79
	Referências	81

Apêndices	87
------------------	-----------

APÊNDICE A Filtro de Kalman	89
------------------------------------	-----------

A.1 Filtro de Kalman Discreto	89
---	----

A.1.1 Filtro de Kalman Estendido	90
--	----

Introdução

A maior parte da geração e do consumo global de energia elétrica é realizado por máquinas elétricas rotativas operando tanto como geradores ou motores elétricos, assim há grande interesse no desenvolvimento de máquinas mais otimizadas e tecnologias para o uso mais eficiente da energia consumida. Com isto, não só se obtém uma maior potência mecânica, como também se obtém uma redução na emissão de poluentes, contribuindo com as necessidades ambientais e a redução do aquecimento global (BOGLIETTI et al., 2014).

As máquinas elétricas rotativas são amplamente utilizadas no setor industrial como elemento motriz, representando aproximadamente 68% do consumo de energia elétrica desse setor que, segundo o balanço energético nacional de 2017, no ano de 2016 elas foram responsáveis por 195TWh, 37,5% do consumo de energia elétrica no Brasil. Além disso, as máquinas elétricas estão cada vez mais presentes no cotidiano das pessoas, em elevadores, escadas rolantes, eletrodomésticos e brinquedos. Também no setor de transporte seu uso, como elemento de tração, vem aumentando com a tendência de desenvolvimento do mercado de veículos elétricos e híbridos.

Além do desenvolvimento das máquinas elétricas propriamente ditas, com o desenvolvimento dos materiais e projeto no sentido de aumentar sua eficiência, o acionamento das máquinas também possui impacto na sua eficiência geral. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência e da microeletrônica, a aplicação de inversores de potência para o acionamento das máquinas elétricas em frequências variáveis, com técnicas avançadas de controle, permite que a máquina seja alimentada de forma a melhor aproveitar as características específicas de cada tipo de máquina.

Técnicas avançadas de controle, como o controle vetorial ou o controle direto de torque, permitem o uso mais eficiente da energia nas máquinas elétricas, procurando aplicar apenas uma pequena parcela da corrente elétrica necessária ao campo magnético que produzirá, efetivamente, potência mecânica, diminuindo assim as perdas ôhmicas ou ondulações no torque, por exemplo. Porém, a aplicação destas técnicas, em geral, está associada ao conhecimento preciso da posição angular do eixo, obtida por meio de *enco-*

ders ou *resolvers*, aumentando assim o custo geral do sistema e limitando a aplicação em ambientes agressivos, devido à fragilidade dos sensores (BATZEL, 2004).

A escolha do tipo de máquina elétrica a ser usada também é de suma importância para se obter o melhor desempenho e eficiência do sistema. Máquinas aplicadas como elemento de tração em veículos elétricos, por exemplo, devem possuir uma boa relação de torque por peso, alto torque e uma ampla faixa de atuação. Já para ambientes industriais o peso das máquinas não é tão importante, sendo mais relevantes aspectos como o custo, durabilidade, rendimento e manutenção (HONDA et al., 1997).

As principais máquinas utilizadas para a motorização de veículos elétricos são máquinas de indução trifásicas, máquinas de corrente contínua, máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) e, mais recentemente, máquinas de relutância chaveada. Dentre estas, as MSIP representam uma opção relevante por possuírem as características desejáveis de peso e de torque. Avanços nas tecnologias dos ímãs também contribuem para a escolha deste tipo de máquina. Ímãs de terras raras estão se tornando mais baratos e apresentando melhores características de resistência a altas temperaturas e à possibilidade de desmagnetização (THOMPSON et al., 2017).

As MSIPs são compostas por um rotor com ímãs permanentes responsáveis pelo campo da máquina, e por bobinas no estator que são alimentadas externamente, assim o funcionamento síncrono da máquina se dá pela alimentação do estator de modo a produzir o campo girante em sincronia com o campo do rotor. Nestas máquinas, o uso de ímãs, ao invés de bobinas, no circuito do rotor reduz significativamente o peso, as perdas eletromagnéticas e o volume da máquina (MILLER; Hendershot Jr, 1995), e produzem alta densidade de fluxo magnético.

O tipo de rotor, dado pela disposição dos ímãs, altera diversas características da máquina elétrica, principalmente a forma de onda do fluxo magnético no entreferro, que afeta a forma de onda da força contra eletromotriz (FCEM). Esta pode assumir forma senoidal ou não senoidal, normalmente trapezoidal. Enquanto as máquinas com FCEM senoidal são alimentadas por formas de onda de corrente senoidais, as máquinas com FCEM trapezoidal foram desenvolvidas para serem alimentadas por formas de onda quadradas de corrente em sincronia com o patamar das formas trapezoidais, no modo de acionamento da ponte inversora trifásica conhecido como “seis pulsos”, simplificando sua utilização. O conjunto formado pela MSIP e o conversor eletrônico para seu acionamento é chamado de *Brushless DC* (BLDC). Segundo Zhu e Howe (2007), para a aplicação em veículos elétricos as máquinas trapezoidais são preferíveis por ocuparem menos espaço para a mesma capacidade de torque.

Este tipo de máquina porém, por depender da comutação dos enrolamentos do estator por um inversor, exige o conhecimento da posição do rotor para ser alimentada, assim são usados sensores para a determinação da posição a cada instante. Nas máquinas BLDC basta o conhecimento da posição do rotor nos instantes de comutação das formas de onda

quadradas de corrente elétrica, normalmente dado por sensores de efeito Hall embutidos na máquina. Contudo, as limitações impostas pela característica indutiva das bobinas impedem formas ideais quadradas de corrente, amortecendo as bordas, levando a perdas ôhmicas e ondulações no torque. Todavia, o uso de técnicas de controle vetorial neste tipo de máquina pode aumentar significativamente sua eficiência. O controle vetorial aplicando transformação de coordenadas desenvolvido por Monteiro et al. (2012), por exemplo, reduz teoricamente em no mínimo 10% as perdas ôhmicas em relação ao modo seis pulsos com formas ideais de corrente, além de diminuir a ondulação no torque.

Para contornar os problemas de situações inadequadas como umidade, vibrações, vazamentos de líquidos, variações de temperatura ou impactos mecânicos, que podem danificar os sensores de posição do eixo, para o uso de controle vetorial em aplicações como elemento de tração, como por exemplo na aplicação em veículos elétricos, são desenvolvidas técnicas de estimação da posição do rotor baseadas apenas nas medidas elétricas, evitando-se a necessidade do sensor de posição acoplado ao eixo, mas extraíndo a informação da posição pelo conhecimento do modelo elétrico da máquina. A estas técnicas dá-se o nome “*sensorless*”, do inglês “sem sensor”. Assim técnicas de estimação da posição do rotor são desenvolvidas para viabilizar a aplicação do controle vetorial na máquina, seja por meio de filtros ou de observadores de estado (ACARNLEY; WATSON, 2006).

Técnicas *sensorless* são também aplicáveis como sistemas de redundância para aplicações sensíveis (ABDELLATIF et al., 2014)(LEHMANN; SCHUSTER; ROTH-STIELOW, 2014), ou ainda como informações complementares para a aplicação de sensores mais baratos ou com menor precisão.

Apesar do controle vetorial de máquinas elétricas com FCEM senoidal, como o PMSM senoidal ou máquinas de indução, ser bastante difundido, sua aplicação direta à máquina com forma de onda trapezoidal da FCEM não é trivial. Nesta máquina, como mostrado por Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015), a velocidade angular do vetor da FCEM não coincide com a velocidade elétrica do rotor, variando em torno dela, pois a posição do vetor que representa o campo magnético não coincide com a posição angular do eixo. Assim o controle vetorial orientado segundo a posição do eixo implica em ondulações no torque. Dessa forma, faz-se necessário adaptar o método para aplicá-lo a este tipo de máquina. Algumas técnicas abordam a injeção de harmônicos (KSHIRSAGAR; KRISHNAN, 2010), a obtenção *offline* do comportamento da máquina para a aplicação no controle (OZTURK; TOLİYAT, 2011) ou o desenvolvimento de transformações não-lineares dependentes da posição do rotor (MONTEIRO, 2002) (BARATIERI; PINHEIRO, 2014b).

Além da aplicação do controle, a estimação precisa da posição do rotor apresenta os mesmos empecilhos provocados pelas formas de onda não senoidais da FCEM, visto que as técnicas tradicionais obtêm a posição do eixo como a orientação do vetor da FCEM (KSHIRSAGAR et al., 2012). Portanto, a estimação da posição angular também exige o desenvolvimento de técnicas alternativas.

1.1 Objetivos

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma estratégia *sensorless* para o controle de velocidade da MSIP com FCEM não-senoidal, com alto desempenho dinâmico, considerando os problemas decorrentes da forma de onda não-senoidal e sem a utilização de parâmetros mecânicos da máquina, visando aumentar a eficiência para a aplicação deste tipo de máquina como elemento de tração em veículos elétricos.

Para tanto, recorre-se à técnica de controle vetorial aplicando a transformação dq_x , fazendo-se necessário desenvolver uma técnica de estimação da posição e de velocidade do rotor. Dessa maneira, mostra-se o estado da arte no desenvolvimento deste tipo de estimador e do controle para máquinas BLDC, bem como o sistema proposto, usando o filtro de Kalman para a estimação da FCEM e PLLs para a compensação da forma de onda e do atraso, obtendo a estimação precisa da posição angular do eixo. Mostra-se os resultados de sua aplicação em ambiente simulado e em testes reais em bancada.

1.2 Organização do texto

Neste Capítulo foi apresentada a introdução ao tema da tese, bem como os objetivos do trabalho proposto. Nos capítulos seguintes são apresentados os conceitos necessários para a elaboração do trabalho proposto, o desenvolvimento e os resultados obtidos com a aplicação do método.

No Capítulo 2 mostra-se os conceitos da máquina síncrona com ímãs permanentes, MSIP, objeto deste estudo. Apresenta-se o desenvolvimento da modelagem matemática por fase, os modelos vetoriais e o desenvolvimento da transformação dq_x , que será usada no controle da máquina no sistema proposto.

No Capítulo 3 mostra-se as técnicas de controle para a MSIP, abordando o modo seis pulsos e o controle vetorial.

No Capítulo 4 aborda-se o conceito de controle sem a aplicação do sensor de posição angular do eixo. Mostra-se as técnicas de estimação da posição do eixo e o controle da máquina MSIP, apresenta-se, detalhadamente, os métodos existentes mais relevantes para o desenvolvimento do sistema proposto. Em seguida mostra-se a estratégia de estimação e controle desenvolvida neste trabalho.

No Capítulo 5 apresenta-se os resultados da aplicação do método proposto, em ambiente simulado e em testes em bancada, a fim de validar o método e demonstrar o desempenho do sistema desenvolvido.

Finalmente, apresenta-se as conclusões da tese, referências bibliográficas e um apêndice.

Máquinas Síncronas com Ímãs Permanentes

As máquinas elétricas estão cada vez mais presentes no cotidiano das pessoas, pois fazem uso mais eficiente e limpo de energia. Sua aplicação em larga escala foi viabilizada pelos avanços tecnológicos na área, seja em termos dos materiais e técnicas de projeto da máquina ou da evolução dos dispositivos de acionamento e técnicas de controle utilizadas.

Dentre os vários tipos de máquinas, as MSIP se destacam por apresentarem alta eficiência e alta densidade de energia que se devem, principalmente, ao uso de ímãs no rotor, eliminando as perdas ôhmicas no rotor e dispensando o uso de escovas. As MSIP podem ser classificadas conforme a disposição dos ímãs no rotor e cada topologia apresenta suas próprias vantagens ou desvantagens, conforme mostrado na tabela 1.

Tabela 1: Características das MSIP com diferentes disposições dos ímãs (RAHIDEH; MARDANEH; KORAKIANITIS, 2013)

	Montado na Superfície	Inserido na Superfície	Enterrado Transversalmente	Enterrado Longitudinalmente
Custo	Baixo	Baixo	Alto	Médio
Robustez Mecânica	Baixo	Médio	Alto	Alto
Velocidade Máxima*	Baixo*	Médio*	Alto	Alto
Relutância no eixo dq	~ 1	> 1	> 1	< 1
Perdas por correntes Parasitas nos ímãs	Alta	Média	Baixa	Baixa
Conteúdo harmônico no entreferro em relação à senoide	Alto	Médio	Baixo	Baixo

*A velocidade máxima baixa se refere à configuração com o rotor na parte interna pelo risco dos ímãs se despregarem do rotor, porém existe a configuração na qual o estator é interno e o rotor é externo (*outrunner*). Neste caso as velocidades máximas alcançáveis são bastante altas.

Neste capítulo apresenta-se a modelagem matemática da máquina síncrona com ímãs permanentes no rotor, por fase e a modelagem vetorial. Aborda-se também o seu acionamento e os fundamentos para o controle de alto desempenho. Além disso, analisa-se a transformação dq_x , que visa produzir uma melhor representação do referencial síncrono para máquina, cuja forma de onda da força contra eletromotriz é trapezoidal.

2.1 Modelagem matemática dinâmica da máquina síncrona com ímãs permanentes

2.1.1 Modelo por fase

O modelo da máquina será dado conforme a equação do fluxo magnético total, baseado na construção física da máquina, conforme mostrado na Figura 1, seguindo o equacionamento mostrado por Monteiro (2002).

Figura 1: Circuito equivalente da MSIP.

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

onde:

Φ_{tsa} Φ_{tsb} e Φ_{tsc} : fluxos magnéticos totais enlaçados pelas espiras das fases a , b e c do estator, respectivamente

Φ_{sa} Φ_{sb} e Φ_{sc} : fluxos magnéticos produzidos somente pelos enrolamentos do estator

Φ_{ra} Φ_{rb} e Φ_{rc} : fluxos magnéticos produzidos somente pelos ímãs do rotor

Assim, as tensões nas fases são equacionadas conforme:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (2)$$

Os fluxos magnéticos produzidos pelas fases do estator podem ser descritos como:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

com L_s a indutância própria de cada fase do enrolamento do estator e M_s a indutância mútua entre os enrolamentos.

Supondo que as indutâncias sejam praticamente constantes na região de operação normal do motor, devido ao fato do entreferro ser relativamente grande nesse tipo de motor, e que não haja saturação magnética no núcleo magnético dos enrolamentos, o equacionamento de tensão é apresentado por:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

as FCEM da máquina, provenientes do fluxo magnético do rotor são dadas por:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

A fim de descrever a forma de onda da FCEM em relação à posição do rotor, pode-se escrever:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Assim, os termos $\Phi'_{ra} = \frac{d}{d\theta_r}\Phi_a$, Φ'_{rb} e Φ'_{rc} dependem apenas da posição θ_r do rotor e podem ser normalizados como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

escolhendo Φ_m de forma que F_{ra} , F_{rb} e F_{rc} representem formas de onda limitadas entre 1 e -1. Dessa forma a equação da FCEM pode ser descrita como:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

e a equação elétrica da máquina (4) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

ou

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ v_n \\ v_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

com v_n a tensão no neutro.

A potência elétrica transferida ao rotor é:

$$P_{rotor} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

A potência mecânica da máquina é:

$$P_{rotor} = T_{el} \omega_m \quad (12)$$

com ω_m a velocidade mecânica do rotor, relacionada à velocidade elétrica pelo número de pares de polos n_p

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{n_p} \quad (13)$$

Assim, a equação do torque da máquina é:

$$T_{el} = n_p \omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \quad (14)$$

A equação mecânica da máquina é dada como

$$T_{el} = (J_m + J_c) \frac{d\omega_m}{dt} + (B_m + B_c) \omega_m + T_c \quad (15)$$

Com:

J_m : Momento de Inércia do rotor da máquina,

J_c : Momento de inércia da carga,

B_m : Constante de atrito viscoso da máquina,

B_c : Constante de atrito da carga,

T_c : Torque de carga.

2.1.2 Modelo vetorial

Para o desenvolvimento de controladores porém, é bastante complicado o uso das equações trifásicas, assim aplica-se uma transformação a fim de se obter um sistema de equações ortogonais, preservando as características de torque, velocidade e potência. No novo sistema ortogonal são realizados os cálculos necessários ao controle e, posteriormente as grandezas são novamente convertidas ao sistema trifásico aplicando-se uma transformação inversa.

Para a obtenção do modelo vetorial da máquina aplica-se a transformação $\alpha\beta 0$ às equações do modelo por fase da máquina. Esta transformação consiste na aplicação do conjunto de equações mostrado a seguir:

$$x_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$x_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$x_{\alpha\beta}$: grandezas representadas nos eixos $\alpha\beta$, na forma complexa,

x_0 : componente de sequência zero,

x_a , x_b e x_c : grandezas representadas nas fases a , b e c .

esta transformação pode também ser representada matricialmente:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \rightarrow T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

assim, com a aplicação desta transformação ao modelo por fase da máquina obtém-se o modelo vetorial $\alpha\beta 0$:

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= R_s i_{\alpha\beta} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} + \omega_r \Phi_m F_{r\alpha\beta} \\ v_0 &= R_s i_0 + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \Phi_m F_{r0} + \sqrt{3} v_n \\ T_{el} &= n_p \Phi_m (i_\alpha F_{r\alpha} + i_\beta F_{r\beta} + i_0 F_{r0}) \end{aligned} \quad (18)$$

Onde:

$v_{\alpha\beta}$: tensão aplicada ao estator representada nos eixos $\alpha\beta$,

v_0 : componente de sequência zero da tensão aplicada ao rotor,

$i_{\alpha\beta}$: corrente do estator representada nos eixos $\alpha\beta$,

i_0 : componente de sequência zero da corrente,

$F_{r\alpha\beta}$: Forma de onda da FCEM normalizada,

F_{r0} : componente de sequência zero da forma de onda da FCEM.

Usualmente, as máquinas elétricas não possuem ligação do terminal central da ligação em estrela. Nesse caso a corrente de componente de sequência zero é nula e a equação de torque da máquina pode ser reescrita como:

$$T_{el} = n_p \Phi_m (i_\alpha F_{r\alpha} + i_\beta F_{r\beta}) \quad (19)$$

Outra transformação de coordenadas aplicada à máquina visa alinhar o referencial do sistema ortogonal obtido com a transformação $\alpha\beta 0$ à posição angular rotor, de forma que o sistema de equações se torne coerente com o fluxo magnético, dado que este é fixo ao rotor, permitindo assim topologias de controle orientado no fluxo. Esta transformação de coordenadas é chamada de transformação dq , com o ângulo θ_r do rotor, que é definida como:

$$x_{\alpha\beta} = e^{j\theta_r} x_{dq} \quad (20)$$

Neste referencial as equações da máquina são dadas por:

$$\begin{aligned} v_{dq} &= R_s i_{dq} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{dq} + j(L_s - M_s) \omega_r i_{dq} + \omega_r \Phi_m F_{rdq} \\ T_{el} &= n_p \Phi_m (i_d F_{rd} + i_q F_{rq}) \end{aligned} \quad (21)$$

Onde:

v_{dq} : tensão aplicada ao estator representada nos eixos dq ,

i_{dq} : corrente de estator nos eixos dq ,

F_{rdq} : forma de onda da FCEM normalizada, nos eixos dq .

A transformação dq pode ainda ser orientada a qualquer ângulo, não necessariamente ao ângulo do eixo da máquina, chamando então o ângulo da transformação de θ_{dq} . Neste caso a transformação pode ser mostrada por:

$$x_{\alpha\beta} = e^{j\theta_{dq}} x_{dq} \quad (22)$$

2.1.3 Transformação dq_x

A técnica desenvolvida por (MONTEIRO et al., 2012) apresenta uma extensão da transformação dq , chamada de Transformação dq_x , que pode ser aplicada a qualquer máquina síncrona de ímã permanente, independente da forma de onda da FCEM. Nesta referência, com ângulo e magnitude variáveis em relação aos eixos dq , a equação do torque eletromagnético da máquina pode ser descrita como diretamente proporcional à corrente em quadratura do estator permitindo, assim, o controle do torque mesmo em máquinas com formas de onda não senoidais.

A transformação dq_x é definida pela equação

$$x_{\alpha\beta} = a_x e^{j\theta_x} e^{j\theta_r} x_{dq_x} \quad (23)$$

com a_x a amplitude da grandeza em questão, referida aos eixos dq_x em relação aos eixos dq , considerados unitários, e θ_x o ângulo entre os eixos dq_x e dq , como pode ser visto na Figura 2. Estas variáveis são dadas como função da posição do rotor θ_r .

Figura 2: Transformação dq_x .

Assim, nesta nova referência o equacionamento do motor é mostrado nas equações

$$v_{dq_x} = R_s i_{dq_x} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{dq_x} + (L_s - M_s) \omega_r i_{dq_x} \left(\frac{a'_x}{a_x} + j(1 + \theta'_x) \right) + \omega_r \Phi'_{rdq_x}$$

$$T_{el} = n_p a_x^2 (i_{d_x} \Phi'_{rd_x} + i_{q_x} \Phi'_{rq_x})$$

$$a'_x = \frac{da_x}{d\theta_r}$$

$$\theta'_x = \frac{d\theta_x}{d\theta_r}$$

Para máquinas com forma de onda da FCEM senoidal assume-se $a_x = 1$ e $\theta_x = 0$, visto que o fluxo já está alinhado na transformação dq, pois o fluxo é alinhado com o ângulo do rotor θ_r , assim o desenvolvimento do modelo vetorial deste tipo de máquina é:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \Phi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

$$\Phi'_{rd} = 0$$

$$\Phi'_{rq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m$$

$$v_{dq} = R_s i_{dq} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{dq} + j(L_s - M_s) \omega_r i_{dq} + j\omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m$$

$$T_{el} = n_p \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_q$$

É importante notar que para esta máquina o torque é proporcional apenas à componente da corrente em quadratura da corrente do estator, visto que o fluxo magnético

projetado no eixo d é constante enquanto que o fluxo magnético projetado no eixo q é nulo.

Para máquinas não senoidais o comportamento do fluxo magnético nos eixos dq não é constante como no caso das máquinas senoidais, assim para se obter uma equação de torque simples, proporcional à corrente de quadratura como no caso senoidal mostrado pela equação (25), recorre-se à situação nos eixos dq_x na qual a equação de torque em (24) obedeça às condições:

$$\Phi'_{rdx} = 0 \quad (26)$$

$$a_x^2 \Phi'_{rqx} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m$$

Nessas condições a equação de torque é:

$$T_{el} = n_p \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_{qx} \quad (27)$$

para tanto, a_x e θ_x são dados como:

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\Phi_m}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}} \quad (28)$$

$$\theta_x = \tan^{-1} \frac{-\Phi'_{r\alpha}}{\Phi'_{r\beta}} - \theta_r = \tan^{-1} \frac{-F_{r\alpha}}{F_{r\beta}} - \theta_r$$

Assim, o modelo vetorial da máquina na referência dq_x é dado por:

$$v_{dqx} = R_s i_{dqx} + (L_s - M_s) \frac{di_{dqx}}{dt} + (L_s - M_s) \left(\omega_r i_{dqx} \left(\frac{a'_x}{a_x} + j(1 + \theta'_x) \right) \right) + j \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m \frac{1}{a_x^2} \omega_r \quad (29)$$

A partir do modelo demonstrado, a máquina pode ser controlada como mostrado na Figura 3, com k_{ix} constante, limitado no intervalo $[-1, 1]$. Para valores negativos de k_{ix} , a máquina se encontra em enfraquecimento de campo e para valores positivos, enriquecimento. Para $k_{ix} = 0$ as perdas no cobre são mínimas, pois apenas a corrente aplicada para produzir torque é aplicada ao estator.

Figura 3: Diagrama de controle com realimentação de corrente.

Controle da MSIP

Para o correto funcionamento da MSIP é necessária a interação entre o campo magnético dos imãs, atrelado à posição do rotor com o campo magnético do estator, alimentado externamente com correntes elétricas defasadas a 120° capazes de produzir campo girante no entreferro. Assim, as máquinas do tipo MSIP são sempre alimentadas com auxílio de uma ponte inversora, atuando com formas de onda condizentes com a máquina empregada. De maneira geral, tratando-se de uma máquina síncrona, o objetivo do acionamento é obter no estator um campo girante síncrono com o campo do rotor.

Assim, a posição do rotor é aferida por meio de *encoder* ou *resolver* para a aplicação síncrona do campo de estator. Também destes sensores é obtida a velocidade da máquina. Usualmente são aplicados controladores de velocidade e de corrente baseados em controladores do tipo PID, regulando a amplitude das tensões (BOLOPION; JOUVE; PACAUT, 1990).

Para máquinas com FCEM trapezoidal, a alimentação em tensão pode ser simplificada pela aplicação de forma de onda quadrada de correntes ao estator, que é comutada a cada 60° elétricos, chamado de modo seis pulsos. Neste tipo de máquina é comum a presença de sensores do tipo Hall que emitem sinais correspondentes ao momento de comutação ideal das chaves da ponte inversora, alinhado com os patamares da forma de onda trapezoidal, como mostrado na Figura 4 (MUSIL, 2006).

Para a forma de onda retangular ideal de corrente, com comutações exatamente sincronizadas com os patamares da FCEM, a máquina apresenta uma relação torque-velocidade constante até a velocidade nominal, sem nenhuma ondulação no torque, porém, embora a sincronização seja possível na prática, a indutância da máquina impede a forma de onda retangular ideal, deteriorando o desempenho da máquina (BERTOLUZZO et al., 2015). Na máquina real, também, a forma de onda da FCEM não é exatamente trapezoidal, apresentado irregularidades. Assim, na aplicação real verifica-se o aparecimento de ondulações na resposta de torque da máquina, levando a uma menor eficiência, flutuações na velocidade, vibrações ou ruídos audíveis. Dessa forma, técnicas mais complexas de controle são aplicadas com o objetivo de melhorar o desempenho da máquina. Assim, alguns traba-

Figura 4: Formas de onda de FCEM trapezoidal ideal e de corrente no estator da MSIP.

lhos propõem inicialmente a melhoria dos controladores utilizados nas malhas de corrente e velocidade, como por exemplo o uso dos controladores H_∞ , técnicas fuzzy ou Redes Neurais (WANG et al., 2011).

Por outro lado, o controle do MSIP pode apresentar melhor desempenho por meio da modelagem da máquina baseada em vetores, ou de forma simplificada, controle vetorial, de maneira semelhante à usada em motores de indução.

O controle vetorial é uma abordagem de controle de máquinas com frequência variável nas quais o modelo da máquina é adaptado de forma a obter um sistema ortogonal permitindo o controle desacoplado entre torque e fluxo, visualizados como um vetor. O modelo é adaptado por meio de transformações de referenciais e controladores lineares que proporcionam simplicidade e desempenho semelhante ao controle de motores de corrente contínua.

As principais abordagens de controle vetorial são o controle orientado no campo (FOC) e o controle direto de torque (DTC).

A técnica FOC é caracterizada pelo uso da transformação de coordenadas dq que permite representar grandezas elétricas em um referencial específico determinado por θ_{dq} como descrito em (22), ou matricialmente:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{dq} & \sin\theta_{dq} \\ -\sin\theta_{dq} & \cos\theta_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (30)$$

Assim para a aplicação do FOC é necessário o conhecimento preciso e contínuo da posição angular do fluxo para a aplicação da transformação.

O objetivo da estratégia FOC é a de controlar, no referencial dq , independentemente, o fluxo e o torque por meio das correntes em eixo direto e em quadratura, respectivamente. O torque é controlado como função da corrente i_q , como mostrado no modelo em (25).

Da mesma forma, o controle da corrente i_d afeta o fluxo magnético sem influenciar no torque, permitindo situações de enriquecimento ou enfraquecimento de campo.

A estratégia de controle e acionamento conhecida como controle direto de torque (DTC), proposta por Takahashi e Noguchi (1986), atraiu a atenção de diversos pesquisadores por possuir um desempenho semelhante ao FOC, porém, com implementação mais simples. O DTC é caracterizado pelo uso de comparadores de histerese e tabela de chaveamento

O conceito básico da técnica (DTC) consiste na aplicação de vetores predefinidos de tensão do estator de acordo com as diferenças entre o torque de referência e o atual, e o fluxo de referência e o atual (ZHONG et al., 1997). Esta técnica apresenta diversas vantagens, principalmente por apresentar menor dependência dos parâmetros da máquina, sendo assim menos afetado por variações paramétricas.

A primeira aplicação da técnica DTC à MSIP foi publicada por Zhong et al. (1997), com uma máquina de FCEM senoidal. A técnica foi utilizada por diversos autores para máquinas senoidais, dentre eles, Chung et al. (1998) e Gulez, Adam e Pastaci (2007). Zhu e Leong (2012) mostra a técnica tanto para máquinas senoidais quanto trapezoidais. Park et al. (2000), Liu, Zhu e Howe (2005), Ozturk e Toliyat (2011) e Masmoudi, El Badsy e Masmoudi (2014) mostram a aplicação do DTC em máquinas com FCEM trapezoidal. Destes, com a exceção de Ozturk e Toliyat (2011), todos utilizam sensores para aferir a posição angular do eixo.

As estratégias de controle FOC e DTC geralmente são aplicadas em motores com forma de onda da FCEM senoidal, assim, o uso direto dessas estratégias em máquinas com forma trapezoidal da FCEM pode levar a uma eficiência menor do controle. Portanto, uma forma de contornar essa característica se dá pela aplicação da transformação dq_x (Seção 2.1.3) ao invés da transformação dq .

Para a máquina com FCEM trapezoidal, demonstra-se geometricamente em (BUJA; BERTOLUZZO; KESHRI, 2015) a forma de onda da corrente a fim de se obter ondulação nula no torque. A demonstração parte da equação do torque (19) da máquina no referencial $\alpha\beta$, de forma que a magnitude do vetor de torque é dada por:

$$T_{el} = |n_p \Phi_m F_{r\alpha\beta}| |i_{\alpha\beta}| \cos(\theta_{F_{r\alpha\beta}} - \theta_{i_{\alpha\beta}}) \quad (31)$$

e portanto, com a forma trapezoidal da FCEM, o menor vetor de corrente necessário para produzir um valor constante de torque é dado para a condição em que os vetores estejam alinhados, $\theta_{F_{r\alpha\beta}} - \theta_{i_{\alpha\beta}} = 0$, nesta condição a expressão em (31) pode ser reduzida para:

$$T_{el} = n_p \Phi_m \sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2} \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \quad (32)$$

desta forma, as equações das correntes i_α e i_β são deduzidas como:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= n_p \Phi_m T_e \frac{F_{r\alpha}}{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2} \\ i_\beta &= n_p \Phi_m T_e \frac{F_{r\beta}}{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2} \end{aligned} \quad (33)$$

Assim, as formas de onda obtidas pelas correntes das expressões em (33) formam, no plano $\alpha\beta$, uma trajetória conforme mostrado na Figura 5. Esta forma de onda é conhecida como pétala. As formas de onda por fase dessas correntes são mostradas na Figura 6.

Figura 5: Trajetória da corrente em pétala no plano $\alpha\beta$ (CASTRO, 2017).

A fim de ilustrar as diferenças no desempenho obtido com a mesma máquina com FCEM trapezoidal sendo alimentada no modo seis pulsos e através do controle vetorial com a transformação dq e com a transformação dq_x , são mostradas as formas de onda das correntes de fase do estator (i_{abc}), da FCEM (e_{abc}), torque (T_{el}) e velocidade (ω_m) para a simulação da operação dos dois casos nas mesmas condições de velocidade e de carga. Na Figura 7 mostra-se o desempenho no modo seis pulsos, na Figura 8 o desempenho no modo vetorial dq e na Figura 9 o desempenho no modo vetorial dq_x . Aplicou-se para esta simulação a mesma máquina que é utilizada para os experimentos, cujas características são apresentadas no Capítulo 5.

Na Figura 10 são mostradas as trajetórias no plano $\alpha\beta$ das correntes de fase para o modo de acionamento a seis pulsos e para o controle vetorial com transformação dq_x .

É evidente que com o controle vetorial as ondulações de torque e de velocidade são muito diminuídas. No caso específico mostrado nessas simulações, para a obtenção da mesma potência mecânica no eixo, com o método de seis pulsos foi aplicada uma corrente eficaz de 2,804 por fase, enquanto que aplicando a transformação dq_x para o controle a

Figura 6: Corrente em pétala no plano abc , por fase (CASTRO, 2017).

corrente eficaz por fase foi de $2,65A$, $5,3\%$ menor que a anterior, mostrando neste caso uma redução das perdas no cobre (Ri^2) de $10,4\%$.

As projeções no plano $\alpha\beta$ das trajetórias das correntes mostram ainda que com o controle vetorial aplicando a transformação dq_x obtém-se a forma de onda em pétala como demonstrado por (BUJA; BERTOLUZZO; KESHRI, 2015). Nota-se também que o efeito da indutância nas correntes de fase com o acionamento no modo a seis pulsos deforma o hexágono que seria dado pelas formas de onda quadradas ideais de corrente.

Figura 7: Formas de onda apresentadas pelo método de seis pulsos.

Figura 8: Formas de onda apresentadas aplicando a transformação dq .

Figura 9: Formas de onda apresentadas aplicando a transformação dq_x .

Figura 10: Trajetória da corrente no estator no plano $\alpha\beta$.

(a) Modo Seis Pulsos (b) Controle vetorial utilizando a transformação dq

(c) Controle vetorial utilizando a transformação dq_x

Controle *Sensorless* da MSIP

4.1 Controle *Sensorless* no modo seis pulsos

Dado o interesse no acionamento da máquina sem a aplicação de sensores e a necessidade do conhecimento da posição do eixo para o acionamento da máquina, técnicas *sensorless* começaram a surgir em meados dos anos 80 (KULKARNI; EHSANI, 1992), com uma das primeiras abordagens desenvolvida em Iizuka et al. (1985).

Os primeiros métodos de estimação desenvolvidos partiram da medição das tensões nos terminais da máquina. No modo seis pulsos apenas duas fases conduzem simultaneamente, assim a terceira fase pode ter sua tensão aferida, que representa a FCEM daquela fase, de forma que a passagem por zero desta medida da FCEM fornece a informação da posição angular do eixo. (NOLAN, 2013)

A comutação das fases, porém, não se dá no momento da passagem por zero, mas sim 30° elétricos à frente dessa posição, como mostrado na Figura 11. portanto este atraso deve ser compensado. Esta defasagem é introduzida pela aplicação de filtros, inicialmente analógicos do tipo RC, e posteriormente com abordagens digitais como em Cheng e Tzou (2003).

Assim, os principais empecilhos para a elaboração deste tipo de acionamento *sensorless* são a aplicação correta da defasagem para computar o momento adequado de comutação e o funcionamento em baixas velocidades, visto que a amplitude da FCEM é proporcional à velocidade da máquina.

Um dos principais métodos usados para a obtenção do momento de comutação foi desenvolvido por Moreira (1996), conhecido como método do terceiro harmônico. Neste método não é aplicado atraso às medidas, o momento de comutação é dado pela passagem por zero da onda obtida pela integração do terceiro harmônico da forma de onda das FCEM, como mostrado na Figura 12.

Dado o problema de estimação em velocidades baixas, a partida da máquina em modo *sensorless* se torna impraticável. Assim, normalmente é aplicada uma rampa de velocidade em malha aberta valendo-se da característica síncrona da máquina, até uma velocidade

Figura 11: Passagens por zero da FCEM.

Figura 12: Método do terceiro harmônico.

suficiente para a operação.

A velocidade da máquina é calculada pelo intervalo de tempo entre as passagens por zero e controlada com a modulação da tensão aplicada à máquina usando controladores PID, ou ainda com a aplicação de malha de controle de corrente para melhorar o desempenho dinâmico.

Outras abordagens analisando a FCEM exploram a relação entre a amplitude da FCEM e a velocidade da máquina. Em Bansal, Gupta e Kumar (2011) foi feita a estimação da FCEM e, com os valores do patamar da FCEM, multiplicando pelo fator

que relaciona a FCEM com a velocidade, estima a velocidade da máquina, e com esta a posição do rotor, então são aplicados os pulsos conforme o setor da posição. Em Park, Hwang e Kim (2012) foi analisada a forma de onda dada pela multiplicação desse fator da máquina pela FCEM para encontrar os pontos de comutação no acionamento de seis pulsos.

4.2 Controle *Sensorless* Vetorial

Para a aplicação do controle vetorial é necessário o conhecimento contínuo da posição angular e da velocidade da máquina, assim para a aplicação *sensorless* desta técnica é necessária a estimação destas grandezas. Para tanto, são usados estimadores baseados em observadores ou filtros a partir das medições elétricas.

O conceito de observador para estimação consiste da aplicação de um modelo matemático da máquina/conversor, alimentado por sinais medidos de entrada e saída da máquina. Os resultados são comparados aos resultados de medições feitas no sistema real onde erro de estimativa é realimentado ao modelo a fim de otimizar a estimação. Quando o erro for pequeno pode-se dizer que o modelo é capaz de replicar o comportamento do sistema real, podendo-se, inclusive, estimar variáveis além das que são comparadas com os resultados das medições realizadas conforme o modelo usado. Uma das formas de observador mais conhecidas e aplicadas é o observador de Luenberger (LUENBERGER, 1971).

Aplicando à MSIP com forma de onda senoidal da FCEM, em Kshirsagar et al. (2012) e Johnson, Bai e Ding (2015) foram usados observadores com as medidas de tensão e de corrente para estimar a FCEM da máquina. A aplicando a transformação dq com o objetivo de alcançar valor zero para a componente de eixo direto da FCEM, quando se atinge o valor zero a posição estimada do rotor é considerada correta. Isso é realizado aplicando um PLL para a minimização da componente de eixo direto. Em Park et al. (2011) foi elaborado um observador que aplica a potência instantânea da máquina, de forma a minimizar a componente reativa. Nos três casos o fato da máquina possuir forma de onda senoidal da FCEM, implica que a estimativa da posição angular do vetor da FCEM ou então da potência estão alinhados com a posição angular do rotor.

Há ainda algumas abordagens aplicando filtro de Kalman para obter, a partir das tensões e correntes medidas, a estimação da posição e velocidade do rotor, como em (EJLALI; SOLEIMANI, 2012) com um filtro estendido de Kalman e (LV; WEI; DING, 2014) com o filtro de Kalman *unscented*. Nestas abordagens aplica-se ao equacionamento os modelos elétrico e mecânico da máquina. Nestes dois casos, porém, é necessário se conhecer o torque de carga que é entrada de controle no modelo para a obtenção da posição angular com a utilização da equação mecânica.

A estimação da posição por meio do fluxo concatenado parte do modelo matemático da máquina, como mostrado simplificadamente em (34), a tensão no terminal da máquina

é composta pela perda ôhmica da máquina e pelo fluxo magnético na forma da FCEM, assim, subtraindo a perda ôhmica e conhecendo a forma de onda do fluxo resultante por fase da máquina é possível estimar a posição do rotor (ACARNLEY; WATSON, 2006).

$$v = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (34)$$

$$\Phi = \int (v - Ri) dt$$

Para detectar a posição do rotor mesmo em repouso, uma técnica bastante utilizada é a injeção de sinais de alta frequência a fim de analisar a resposta transitória devida à indutância da máquina e a partir desta resposta estimar a posição. Esta técnica porém, depende de características físicas da máquina, pois as alterações nos sinais são causadas pelas saliências no rotor. Trabalhos mais recentes propõem novas técnicas para a aplicação em máquinas onde o rotor não apresenta saliência, que é o caso da MSIP com FCEM trapezoidal. Wang et al. (2012) mostram, utilizando análise por método de elementos finitos e posterior experimento, a estimação da posição, injetando sinal em uma fase e analisando a relação entre os sinais medidos nas outras duas fases simultaneamente, valendo-se do efeito da saturação magnética. Em Lin e Zhu (2015) é mostrado o potencial da técnica para a elaboração de um controlador para baixas velocidades.

4.3 Métodos de Controle da MSIP em Modo *Sensorless*

As técnicas de controle *sensorless* de alto desempenho para MSIP mais relevantes para o desenvolvimento deste trabalho foram desenvolvidas em Ozturk e Toliyat (2011) e Baratieri e Pinheiro (2014b), por utilizarem máquinas com forma de onda trapezoidal da FCEM, apresentando estratégias de controle de alta eficiência considerando a natureza não-senoidal da FCEM da máquina, e desenvolvendo estratégias para adaptar as técnicas a este tipo de máquina. Assim estes trabalhos serão descritos mais detalhadamente a seguir.

4.3.1 Controle Direto de Torque em Modo *Sensorless*

No sistema elaborado em Ozturk e Toliyat (2011), o controle direto de torque e indireto de fluxo sem sensor de posição é desenvolvido de forma semelhante ao DTC convencional para máquinas senoidais, de forma que o fluxo de estator é indiretamente controlado por meio da corrente de eixo direto, com as três fases conduzindo, permitindo com isso a operação com enfraquecimento de campo. Desenvolve-se uma forma alternativa da transformada de Park, resultando em uma matriz 2×2 utilizando, ao invés de três formas de onda da FCEM linha-neutro, duas formas de onda linha-linha que são computadas

offline, transformadas ao eixo dq e armazenadas em uma tabela para a estimação do torque. O controle se dá por meio de controladores por histerese, cujos resultados indicam em uma tabela quais os são vetores de tensão que serão aplicados à máquina.

As equações de fluxo do rotor, orientado no rotor, são:

$$\begin{aligned}\Phi_q &= L_s i_d + \Phi^* \sum_{n=1}^{\infty} (K_{6n-1} + K_{6n+1}) \sin(6n\theta_r) \\ \Phi_d &= L_s i_q + \Phi^* \sum_{n=1}^{\infty} (K_{6n-1} - K_{6n+1}) \cos(6n\theta_r) + \Phi^* \\ K_{6n-1} &= \frac{\sin(6n-1)\sigma}{(6n-1)^3 \sin \sigma} \\ K_{6n+1} &= \frac{\sin(6n+1)\sigma}{(6n+1)^3 \sin \sigma} \\ \Phi^* &= \frac{4k_c}{\sigma\pi} \sin \sigma\end{aligned}\tag{35}$$

Com Φ^* o valor de pico do harmônico fundamental do fluxo concatenado, K_{6n-1} e K_{6n+1} os harmônicos ímpares além do terceiro e seus múltiplos, σ o ângulo entre a passagem por zero e o início do patamar da FCEM e k_c a constante de FCEM linha-neutro da máquina.

O controle indireto do fluxo é possível pois a amplitude do módulo do fluxo $|\Phi| = \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2}$ pode ser alterada por meio do ajuste de i_d , enquanto o torque é constante e proporcional a i_q .

O diagrama fasorial dos fluxos é mostrado na Figura 13, considerando $L_{ds} = L_{qs} = L$ e que a indutância mútua entre os eixos d e q é nula. L_{dsf} e L_{qsf} são as indutâncias mútuas entre os eixos dq e o ímã e i_f a corrente equivalente gerada pelo ímã. Por ser não-senoidal a amplitude dos fluxos deixa de ser constante, com γ , ρ , δ e x dados por:

$$\begin{aligned}\gamma &= \sin^{-1} \left(\frac{L_{qs} i_q}{\Phi_q} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{L_{qs} i_q}{\Phi} \right) - \frac{\pi}{2} \\ \rho &= - \left(\theta_s + \gamma - \frac{\pi}{2} \right) \\ \delta &= \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left(\frac{L_{qs} i_q}{\Phi} \right) \\ x &= \Phi_q \cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{L_{qs} i_q}{\Phi} \right) \right)\end{aligned}\tag{36}$$

Para a estimação do torque, as formas de onda $k_{ba}(\theta_r)$ e $k_{ca}(\theta_r)$ da FCEM $e_{ba}(\theta_r)$ e $e_{ca}(\theta_r)$ obtidas *offline* e transformadas aos eixos dq , $k_d(\theta_r)$ e $k_q(\theta_r)$, são armazenadas em

$$T_{em} = \frac{3n_p}{4\omega_r}(e_q(\theta_r)i_q + e_d(\theta_r)i_d) = \frac{3n_p}{4}(k_q(\theta_r)i_q + k_d(\theta_r)i_d) \quad (37)$$
$$\begin{aligned}\Phi_\alpha &= v_\alpha t - R_s \int i_\alpha dt + \Phi_\alpha(0) \\ \Phi_\beta &= v_\beta t - R_s \int i_\beta dt + \Phi_\beta(0)\end{aligned}\tag{38}$$

Na Tabela 2 são mostrados os vetores de tensão aplicados pelo controle DTC.

θ : setor do fluxo.

Tabela 2: Tabela de comutações para o controle DTC da MSIP (OZTURK; TOLİYAT, 2011).

φ	τ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\varphi = 1$	$\tau = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau = -1$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\varphi = -1$	$\tau = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\tau = -1$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

A posição do rotor é estimada por:

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_\beta - L_s i_\beta}{\Phi_\alpha - L_s i_\alpha} \right) \quad (39)$$

No diagrama da Figura 14 é mostrada uma visão geral do sistema aplicado.

Figura 14: Visão geral da planta (OZTURK; TOLİYAT, 2011).

4.3.2 Controle Orientado no Campo em Modo *Sensorless*

No sistema de controle elaborado em Baratieri e Pinheiro (2014b) o modelo do motor é obtido com referência na orientação da FCEM, de forma que distorções introduzidas por temperatura, desmagnetização, reação de armadura, entre outros, podem ser consideradas e auxiliam na redução de ondulações no torque. O método aplica também filtros com frequência de corte ajustável para a seleção dos componentes harmônicos da FCEM que compõem o modelo, o que permite a redução de perdas no ferro em altas velocidades.

Com as considerações:

$$(T_{dq}^{-1})^T T_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{k_n^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} & 0 \\ 0 & \frac{k_n^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$e_d = 0$$

$$e_q = \frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{k_n}$$

então:

$$T_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_{pm} i_q \quad (45)$$

Assim, com λ_{pm} constante, se a corrente i_q for mantida constante, a ondulação do torque será teoricamente eliminada, visto que são diretamente proporcionais.

O sistema de controle pode ser observado como um todo na Figura 16.

Figura 16: Visão geral da planta (BARATIERI; PINHEIRO, 2014c).

A FCEM é estimada por meio de um observador baseado no observador de Luenberger, com o modelo dinâmico:

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{\alpha\beta} + \frac{v_{\alpha\beta}}{L_s} + K_{obs} \frac{(i_{\alpha\beta} - \hat{i}_{\alpha\beta})}{L_s} \quad (46)$$

Com $\hat{i}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$ as correntes estimadas de estator e K_{obs} o ganho do observador.

O ganho é projetado considerando o modelo dinâmico do erro de estimação dado por:

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_{\alpha\beta} = \left(-\frac{R_s}{L_s} - \frac{K_{obs}}{L_s} \right) \tilde{i}_{\alpha\beta} + \frac{e_{\alpha\beta}}{L_s} \quad (47)$$

onde $\tilde{i}_{\alpha\beta} = [\tilde{i}_\alpha \ \tilde{i}_\beta]^T$ é o erro de estimação da corrente do estator.

Ajustando o ganho de forma que a dinâmica do observador seja mais rápida do que os distúrbios, neste caso é possível obter a FCEM:

$$\hat{e}_{\alpha\beta} = (R_s + K_{obs})(i_{\alpha\beta} - \hat{i}_{\alpha\beta}) \quad (48)$$

O ganho é ajustado para que a frequência $(R_s + K_{obs})L_s^{-1}$ seja maior do que o componente harmônico mais significativo da FCEM, no caso, o décimo terceiro harmônico foi considerado. O observador pode ser visualizado esquematicamente na Figura 17

Figura 17: Visão geral do Observador (BARATIERI; PINHEIRO, 2014a).

A velocidade do rotor é estimada por meio de

$$\hat{\omega}_e = \frac{\hat{e}_\alpha \frac{d}{dt} \hat{e}_\beta - \hat{e}_\beta \frac{d}{dt} \hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \quad (49)$$

sendo que são aplicados filtros para amortecer ruídos de harmônicos de ordem superior.

A velocidade da máquina é controlada por meio de controladores PI.

O método aplicado em (BARATIERI; PINHEIRO, 2014b), chamado de “*Hybrid Orientation*” consiste da seleção dos harmônicos da FCEM estimada ($e_{\alpha\beta}$) que compõem a matriz da transformada T_{dq} . São aplicados filtros passa banda com ganho ajustado a cada período, conforme :

$$G_{bp}(z) = \frac{A_1 z + A_0}{z^2 + B_1 z + B_0} \left\{ \begin{array}{l} A_0 = -\frac{2e^{-\frac{T_s N_h \hat{\omega}_e}{2Q}}}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \sin\left(\frac{T_s N_h \hat{\omega}_e}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1}\right) \\ A_1 = -A_0 \\ B_0 = e^{-\frac{T_s N_h \hat{\omega}_e}{Q}} \\ B_1 = -2e^{-\frac{T_s N_h \hat{\omega}_e}{2Q}} \cos\left(\frac{T_s N_h \hat{\omega}_e}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1}\right) \end{array} \right. \quad (50)$$

Onde Q é o fator de qualidade e N_h é a ordem do harmônico a ser filtrado, como ilustrado na Figura 18

Figura 18: Método *Hybrid Orientation* (BARATIERI; PINHEIRO, 2014c).

Desse procedimento são obtidos $\hat{e}_{\alpha\beta}^d$, $\hat{e}_{\alpha\beta}^f$ e $\hat{e}_{\alpha\beta}^f$. Os dois primeiros são usados para reproduzir a FCEM e sua derivada, o terceiro é usado na matriz de transformação, assim (40) é reescrita como:

$$T_{dq} = \frac{1}{k_n} \begin{bmatrix} e_{\beta}^f & -e_{\alpha}^f \\ e_{\alpha}^f & e_{\beta}^f \end{bmatrix} \quad (51)$$

Para o desacoplamento no controle, são aplicados os termos v_{fd} e v_{fq} , dados por (52) com e_{dq} determinado pela multiplicação de (51) por $\hat{e}_{\alpha\beta}^d$ e as velocidades ω_o e ω_e^* obtidas aplicando $\hat{e}_{\alpha\beta}^d$ e $\hat{e}_{\alpha\beta}^f$ em (42) conforme mostrado na Figura 16.

$$\begin{aligned} v_{fd} &= \omega_o L_s i_d - \omega_e^* L_s i_q + e_d \\ v_{fq} &= \omega_o L_s i_q - \omega_e^* L_s i_d + e_q \end{aligned} \quad (52)$$

Nas malhas de controle de corrente são aplicados controladores PI.

É possível mostrar que a transformação aplicada em Baratieri e Pinheiro (2014b) na equação (40) é equivalente à transformação dq_x mostrada em Monteiro (2002); partindo da transformação dq_x :

$$x_{dq_x} = \frac{1}{a_x} e^{-j\theta_x} e^{-j\theta_r} x_{\alpha\beta} \quad (53)$$

conforme estabelecido pelas equações (7) e (28), a_x é:

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}} \quad (54)$$

e o ângulo θ_y é:

$$\theta_y = \theta_x + \theta_r = \arctan\left(\frac{-F_{r\alpha}}{F_{r\beta}}\right) \quad (55)$$

Assim a transformação dq_x pode ser definida:

$$x_{dq_x} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2} (\cos \theta_y - j \sin \theta_y) x_{\alpha\beta} \quad (56)$$

Conforme estabelecido por (55), o ângulo θ_y pode ser observado geometricamente como mostrado na Figura 19, e assim:

Figura 19: Ângulo θ_y .

$$x_{dq_x} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2} \left(\frac{F_{r\beta}}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}} - j \frac{-F_{r\alpha}}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}} \right) x_{\alpha\beta}$$

$$x_{dq_x} = \sqrt{\frac{2}{3}} (F_{r\beta} + j F_{r\alpha}) x_{\alpha\beta} \quad (57)$$

$$\begin{bmatrix} x_{d_x} \\ x_{q_x} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} F_{r\beta} & -F_{r\alpha} \\ F_{r\alpha} & F_{r\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix}$$

Aplicando (8) em (57) resulta:

$$\begin{bmatrix} x_{d_x} \\ x_{q_x} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_r \Phi_m} \begin{bmatrix} e_{\beta} & -e_{\alpha} \\ e_{\alpha} & e_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} \quad (58)$$

E finalmente definindo $k_n = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_r \Phi_m$, com $\Phi_m = \lambda_{pm}$, que resulta então na transformação mostrada em (40).

4.4 Estratégia Proposta

A estratégia de controle *sensorless* proposta neste trabalho é baseada na aplicação da transformação dq_x para o controle vetorial da MSIP. Assim são necessárias a estimação correta da posição do rotor para a aplicação da transformação e a estimação de velocidade para o controle de velocidade. Para a estimação da posição do rotor foi desenvolvida uma estratégia a partir da análise do vetor da FCEM, e o tratamento com as considerações necessárias devido à natureza não-senoidal dessa grandeza. A velocidade é obtida pela taxa de variação temporal da posição angular do eixo.

Para a estimação da FCEM da máquina, aplicou-se o filtro de Kalman, um estimador linear ótimo, capaz de tratar todas as entradas independentemente de sua precisão aplicando o modelo matemático da máquina.

O modelo de evolução de estados F e do modelo das entradas B é desenvolvido aplicando o método de integração de Euler com intervalo de tempo T_s ao modelo vetorial $\alpha\beta$ (18) da máquina, projetando o sistema de forma que o vetor de estados x_k seja composto pelas correntes i_α e i_β e pela FCEM e_α e e_β com o vetor de entrada u_k composto pelas entradas de controle v_α e v_β . Assim o modelo de observação H terá componentes unitários para comparar as correntes do vetor de estado com as correntes lidas y_k . Desta forma, o equacionamento do filtro segue como demonstrado:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k &= \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} & u_k &= \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & y_k &= \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ F &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & 0 & -\frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s R}{L} & 0 & -\frac{T_s}{L} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & H &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (59)$$

e o algoritmo do filtro de Kalman segue da aplicação das equações

$$\begin{aligned} \hat{x}_k^- &= F\hat{x}_{k-1} + Bu_k \\ P_k^- &= FP_{k-1}F^T + Q \\ K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K_k(y_k - H\hat{x}_k^-) \\ P_k &= (I - K_k H_k)P_k^- \end{aligned} \quad (60)$$

com Q e R as matrizes de covariância do ruído do processo e da medida, respectivamente, P a matriz de covariância do erro. O filtro de Kalman é descrito detalhadamente no Apêndice A.

A estimação da posição é obtida inicialmente do vetor da forma de onda da FCEM, visto que esta grandeza é síncrona em relação à posição do rotor. Porém, a forma de onda não-senoidal do campo implica que o a posição angular desse vetor não coincide com a posição angular do eixo, mas sim em uma medida que flutua em torno desta. O erro (θ_{erro}) entre o ângulo calculado pelo arco tangente do vetor do campo da máquina (θ_e) e

o ângulo elétrico (θ_r) do rotor responsável por essa FCEM trapezoidal correspondente é mostrado na Figura 20, junto com as formas de onda e_α e e_β da FCEM.

Figura 20: Erro entre a posição angular elétrica do eixo e o vetor do campo.

Para a correção deste erro foi desenvolvido um algoritmo baseado em PLL que compara o ângulo $\hat{\theta}_e$ obtido pelo arco tangente da FCEM $\hat{e}_{\alpha\beta}$ contra o ângulo θ'_e obtido de uma FCEM ideal $e'_{\alpha\beta}$ calculada sobre uma posição angular θ'_r a ser otimizada. Uma vez que este erro seja minimizado, pode-se assumir que a posição angular otimizada coincide com a posição real. Este processo é mostrado no diagrama de blocos da Figura 21.

Figura 21: PLL de adaptação do ângulo.

Apesar de correta em relação à FCEM estimada, a posição angular otimizada pelo processo de PLL ainda possui atraso em relação à posição real devido ao atraso introduzido pelo processo do filtro, como mostrado na Figura 22. Tal atraso implica em considerações angulares equivocadas para as transformações de coordenadas, levando a valores incorretos das grandezas após as transformações, deteriorando o desempenho do controlador.

Figura 22: Formas de onda com atraso entre a posição angular do eixo e posição angular estimada obtida da FCEM.

Para corrigir este erro foi desenvolvido um segundo algoritmo de PLL para estimar o ângulo de atraso $\Delta\theta_e$ entre a posição estimada $\hat{\theta}_e$ e a posição real θ_r , como produto do tempo de atraso τ pela velocidade estimada $\hat{\omega}_r$. Isto se dá comparando a corrente medida no instante atual $i_{\alpha\beta}^k$ com a corrente $i_{\alpha\beta}^{k'}$ estimada com o modelo da máquina. São aplicados ao modelo a corrente do passo anterior $i_{\alpha\beta}^{k-1}$, as entradas de controle u^{k-1} e a FCEM calculada para o ângulo $\hat{\theta}_r$ otimizado da posição angular do eixo. Este ângulo é dado pela soma do ângulo estimado pelo processo anterior e o atraso otimizado neste processo. Mostra-se o algoritmo é através do diagrama de blocos da Figura 23.

Figura 23: PLL de obtenção do atraso.

Assim, com a posição angular estimada e devidamente corrigida é possível aplicar a transformação de coordenadas dq_x para o controle orientado no campo. A estimação de velocidade da máquina para o controle de velocidade é dada pela derivada no tempo da posição angular obtida pelo processo de estimação.

Com este processo de estimação de atraso, é possível ainda alterar os parâmetros do filtro concomitantemente com a operação da máquina, com o atraso sendo computado automaticamente pelo processo.

A malha de controle é composta por uma malha externa de controle de velocidade, aplicando um controlador do tipo PI, resultando no torque de referência para a máquina e uma malha interna de controle de corrente, no referencial dq_x aplicando controladores do

tipo PI para a corrente i_{qx} em relação ao torque de referência dado pela equação (27), com $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{n_p * \Phi_m}$ e para a corrente i_{dx} aplicando a relação $i_{dx} = k_{ix} i_{qx}$. Este diagrama de controle é sumarizado na Figura 24. O fator k_{ix} é responsável pelo controle de campo e é normalmente mantido em zero para minimizar as perdas no cobre.

Figura 24: Diagrama em blocos da planta de controle.

Assim, mostra-se na Figura 25 a visão completa do sistema de controle e de estimação da posição angular e da FCEM, de forma a melhor ilustrar o fluxo de informações do algoritmo.

Figura 25: Visão geral da estrutura de controle.

Resultados e Discussão

A estratégia de controle *sensorless* desenvolvida foi testada inicialmente por meio de simulações com auxílio do software MATLAB Simulink, a fim de analisar o comportamento do algoritmo e, posteriormente, com a realização de experimentos práticos. Para o desenvolvimento dos experimentos práticos foi desenvolvida no laboratório uma bancada com uma MSIP de FCEM trapezoidal acoplada a uma máquina CC que atua como carga e o conjunto elétrico que opera a máquina formado pelo inversor e microcontrolador, mostrada na Figura 26. As características da MSIP com FCEM trapezoidal utilizada para o desenvolvimento do projeto são apresentadas na Tabela 3.

Figura 26: Bancada para experimentos.

Tabela 3: Parâmetros da MSIP.

Modelo do motor	1FT5 062 OAC01
Velocidade nominal	2000 rpm
Corrente nominal	3,5 A
Tensão nominal	150 V
Torque nominal	2,2 N.m
Pares de pólos (p)	3
Resistência do estator (R_s)	2,4 Ω
Indutância do estator (L_s)	12,4 mH
Constante de tensão (k_e)	0,72 V/rad.s ⁻¹
Momento de inércia (J_m)	4,2.10 ⁻³ kg.m ²

Para os testes foram consideradas as situações de degrau de velocidade e de degrau de carga, a fim de avaliar o comportamento dinâmico do algoritmo de estimação. Dado que a máquina possui velocidade nominal de 2200rpm, foram considerados três patamares de velocidade para os testes; 200rad/s velocidade alta, 100rad/s velocidade média e 30rad/s velocidade baixa. Como o torque nominal é de 2,2Nm foi estabelecido o valor de 2,5Nm como saturação para o torque no controle para evitar danos à máquina. Nas simulações foi acrescentado um ruído gaussiano normal com amplitude máxima de 0,1A somado às medidas de corrente para melhor representar as adversidades encontradas na situação real.

Os valores utilizados nas matrizes de covariância de ruído do filtro de Kalman, Q e R , foram ajustados utilizando algoritmo genético (ZERDALI; BARUT, 2017), e então aprimorados por método iterativo chegando aos valores finais de $1e - 05$ para o ruído da estimativa de corrente, $9e - 03$ para o ruído da estimativa da FCEM e $5e - 03$ para o ruído de medida. O mesmo procedimento foi empregado para o ajuste dos valores dos ganhos de PI dos PLLs, obtendo para o PLL de adaptação do ângulo o ganho proporcional de 0,01 e integral de 0,2 e para o PLL de obtenção do atraso o ganho proporcional de $1e - 5$ e integral de $1e - 5$, com os dois PLLs limitados a um numero máximo de 25 iterações. Para o controle de velocidade foram utilizados os ganhos proporcional 0,12 e integral 2 e no controle de corrente, proporcional 100 e integral 20.000.

Em ambiente simulado são dadas condições iniciais de velocidade e carga para o sistema, assim para a partida da máquina aplica-se o controle vetorial com a posição angular medida, utilizando os dados fornecidos para o sistema. Em dado instante de tempo o sistema é chaveado para o modo *sensorless*. Para os experimentos em bancada a partida é dada segundo uma sequência de alinhamento e rampa de velocidade, sem qualquer sensoreamento de posição, que será abordada posteriormente.

Na Figura 27 mostra-se o processo de partida para a simulação, com velocidade inicial a 30rad/s e carga de 0,35Nm. O sistema é chaveado para o modo *sensorless* em $t = 0,3s$,

quando a máquina já está operando em regime permanente de velocidade. São mostradas a velocidade real ω_r e estimada $\hat{\omega}_r$, a corrente de uma fase i_a , o erro de estimação da posição angular do eixo θ_{erro} e o angulo de atraso do filtro θ_{atraso} , além das correntes de eixo direto e quadratura estimadas e calculadas no referencial dq_x .

Figura 27: Processo de partida da máquina em ambiente simulado

A seguir são avaliadas as condições de degrau de velocidade e de carga. Na Figura 28 mostra-se o degrau de 100 para 30rad/s e na Figura 29 o degrau de 100 para 200rad/s em ambos foi mantido o valor de carga de 0,35Nm durante o processo. Na Figura 30 mostra-se a resposta do sistema frente a um degrau de carga de 0,35 para 2Nm em velocidade média. Nas figuras 31 e 32 são mostrados degraus de carga de 0,35 para 1,5Nm para velocidades alta e baixa respectivamente.

Figura 28: Simulação de degrau de velocidade de 100 para 30rad/s

Figura 29: Simulação de degrau de velocidade de 100 para 200rad/s

Figura 30: Simulação de degrau de carga a 100rad/s

Figura 31: Simulação de degrau de carga a 200rad/s

Figura 32: Simulação de degrau de carga a 30rad/s

É notável que o erro de estimação é maior na condição de velocidade alta, chegando a uma amplitude de $0,1\text{rad}$, mas sem extrapolar uma margem de $\pm 0,1\text{rad}$ de erro. Isso ocorre devido à estimação da FCEM em velocidade alta produzir uma forma de onda distorcida em relação à forma trapezoidal ideal, como mostrado na Figura 33, ainda assim o sistema é capaz de operar corretamente frente às situações analisados.

Figura 33: Distorção na forma de onda estimada da FCEM para diversas condições de velocidade

A fim de comparar os resultados obtidos com o controle vetorial *sensorless* baseado na transformação dq_x com os resultados obtidos aplicando a transformação dq , orientada na posição do eixo, foi realizado uma simulação com a alteração da forma de controle durante um período de regime de velocidade a 100rad/s com carga de 2Nm . Na Figura

34 são mostradas as curvas de corrente de fase i_a e de torque eletromagnético T_e , com a alteração do modo de controle no tempo $t = 0.05s$.

Figura 34: Formas de onda de corrente e torque com o controle nos referenciais dq_x e dq

Como esperado, a forma de onda da corrente de fase passou para uma forma senoidal, consequentemente a ondulação na forma de onda do torque aumentou consideravelmente. Esta ondulação no torque leva a um aumento na ondulação da velocidade, como pode ser visto na Figura 35. Após um breve transitório devido à mudança abrupta na forma de controle, nota-se o aumento da amplitude da ondulação.

Figura 35: Aumento na amplitude das ondulações na velocidade com a adoção do referencial dq

As formas de onda da corrente no plano $\alpha\beta$ para as duas situações, dq_x e dq , são mostradas na Figura 36.

Com o resultado satisfatório das condições simuladas, o algoritmo de estimação e controle foi implementado no microcontrolador para a realização dos testes em bancada. Novamente foram avaliadas as situações de degrau de carga e de velocidade para demonstrar o desempenho dinâmico do algoritmo. Para os degraus de carga, é chaveada uma resistência conectada à máquina CC.

(a) i_α por i_β com controle no referencial dq_x (b) i_α por i_β com controle no referencial dq

Figura 36: Corrente i_α por i_β

O microcontrolador utilizado foi capaz de executar todo o processo de estimação e controle em um intervalo médio de $40\mu s$, assim a janela necessária para o algoritmo é bastante inferior ao tempo máximo admissível de $100\mu s$ para o acionamento a $10kHz$. Todo o algoritmo de estimação do filtro de Kalman é executado em $4\mu s$, com o restante do intervalo ocupado para a execução dos cálculos dos PLLs e do controle.

Analisando inicialmente as situações de degrau de carga, mostra-se na Figura 37 a aplicação de uma carga de $2Nm$. Nesta situação, a velocidade se comportou de forma compatível com os resultados da simulação mostrados na Figura 30. A forma de onda da corrente obtida no experimento é compatível com a forma esperada para o acionamento conforme a transformação dq_x .

Na figura 38 mostra-se o degrau de carga de $1,5Nm$ com a máquina operando em velocidade alta, novamente os resultados são compatíveis com os obtidos na simulação, o erro de estimação novamente se torna mais evidente, com amplitude maior que o apresentado com velocidade de $100rad/s$, porém sem afetar o desempenho do sistema.

Para a velocidade de $30rad/s$ não foi possível alcançar o patamar de $1,5Nm$ de torque, ainda assim para esta velocidade são mostrados os resultados para uma carga de $1Nm$ na Figura 39. Para avaliar esta condição de carga em velocidade baixa foi realizado um novo teste com carga de $1,5Nm$ a uma velocidade um pouco superior, $50rad/s$, com os resultados mostrados na Figura 40.

Figura 37: Experimento de degrau de $2Nm$ de carga a $100rad/s$

Figura 38: Experimento de degrau de $1,5Nm$ decarga a $200rad/s$

Figura 39: Experimento de degrau de $1Nm$ de carga a $30rad/s$

Figura 40: Experimento de degrau de $1,5Nm$ de carga a $50rad/s$

Assim é possível afirmar que o algoritmo de estimação e controle foi capaz de operar corretamente para as situações de aplicação de carga avaliadas para uma região de operação compreendida por velocidades baixas a altas.

Foram avaliadas também as respostas do sistema para a retirada da carga para as velocidades e cargas aferidas no teste anterior, as curvas obtidas são mostrados respecti-

vamente nas Figuras 41, 42, 43 e 44. Novamente os resultados obtidos são satisfatórios e demonstram a aplicabilidade do algoritmo para sistemas reais.

Figura 41: Experimento de saída de carga a 100rad/s

Figura 42: Experimento de saída de carga a 200rad/s

Figura 43: Experimento de saída de carga a 30rad/s

Figura 44: Experimento de saída de carga a 50rad/s

A seguir são apresentadas as situações de degrau de velocidade sem carga. Na Figura 45 mostra-se o comportamento do sistema para a mudança de velocidade de 100 para 30rad/s e na Figura 46 a mudança de 100 para 200rad/s . Foram avaliadas também as situações de mudança para 100rad/s partindo das velocidades de 200, 30 e 50rad/s , mostradas nas figuras 47, 48 e 49 respectivamente.

Figura 45: Experimento de degrau de velocidade de 100 a 30rad/s

Figura 46: Experimento de degrau de velocidade de 100 a 200rad/s

Figura 47: Experimento de degrau de velocidade de 200 a 100rad/s

Figura 48: Experimento de degrau de velocidade de 30 a 100rad/s

Figura 49: Experimento de degrau de velocidade de 50 a 100rad/s

É possível perceber observando o comportamento da corrente de fase i_a , não só a mudança de amplitude como também a inversão na fase para se obter um vetor negativo de torque nas situações de diminuição de velocidade, nas quais é necessário frear a máquina. Esta situação é particularmente perceptível na Figura 45, mostrada em detalhes na Figura 50.

Figura 50: Detalhe do comportamento da corrente na situação de inversão de torque

Assim é mostrado que o sistema é capaz de responder satisfatoriamente às situações de mudança de velocidade no intervalo de 50 a 200rad/s. Para o experimento iniciado com

velocidade de 30rad/s , apesar de executar a mudança requisitada, a estimação sofreu um grande distúrbio no momento da aplicação do degrau, que levou a oscilações na corrente.

A trajetória da corrente no plano $\alpha\beta$ para a condição de carga de 2Nm a 100rad/s é mostrada na Figura 51, produzindo a forma de onda em pétala, como descrito por Buja, Bertoluzzo e Keshri (2015).

Figura 51: Trajetória da corrente no plano $\alpha\beta$

Finalmente mostra-se o procedimento de partida da máquina. Este se dá pela aplicação de um vetor de corrente constante na máquina para um alinhamento inicial. a partir deste alinhamento o vetor aplicado é rotacionado seguindo uma rampa de velocidade com formas de ondas senoidais de corrente, de forma que a característica síncrona da máquina faz com que o eixo acompanhe esta curva de velocidade. Durante a rampa de velocidade o algoritmo de estimação é alimentado pelas medidas da máquina para estimar a posição do eixo, de forma que passado um breve intervalo do início a estimação seja coerente com a posição real.

Em dado momento durante a rampa de velocidade o sistema é chaveado para o modo *sensorless*, aplicando o algoritmo de controle vetorial sobre a posição e velocidade estimadas, mas ainda seguindo a rampa de velocidade como referência, até atingir o patamar desejado. As curvas obtidas durante procedimento são mostradas na Figura 52. Uma vez atingido o patamar de velocidade desejado na rampa inicial são executados os experimentos desejados.

Figura 52: Partida da máquina em rampa até a velocidade de 50rad/s

O desempenho do controlador, tanto nas situações de mudança de velocidade quanto de carga, foram satisfatórios, apresentando um bom desempenho dinâmico para toda a faixa de operação pretendida, de 25% a 100% da velocidade nominal da máquina. Para o caso do degrau de carga nominal (2Nm) com velocidade de 100rad/s houve uma queda de 10% da velocidade, com tempo de recuperação de 0.1s nos experimentos em bancada, replicando o comportamento obtido pelas simulações. O erro de pico a pico da estimação do ângulo do eixo nos experimentos é contido na faixa de $\pm 0.1\text{rad}$, portanto inferior a 3,2% de uma volta, mesmo estando sujeito a ruídos e imperfeições não previstas na modelagem.

Conclusão

Os resultados obtidos por meio de simulações e experimentos demonstram que o estimador de posição desenvolvido neste trabalho é capaz de fornecer a estimativa precisa da posição angular do eixo da máquina, dentro da faixa de operação pretendida de 25 a 100% da velocidade nominal. Assim, as transformações de coordenadas baseadas nesta estimativa levaram à correta aplicação do controle orientado no campo, com a obtenção dos vetores de corrente no referencial dq_x a partir das correntes medidas e a aplicação dos vetores de tensão na máquina em conformidade com a posição real do eixo, que é confirmado pela forma de onda da corrente em pétala obtida no estator com o controle *sensorless*.

Mostra-se que o algoritmo desenvolvido possui um bom desempenho, permitindo a implementação das transformações dq_x sem a utilização do sensor de posição do eixo, de forma precisa e com ótimas respostas frente às situações de distúrbio de carga e mudança na referência de velocidade. Assim, foi possível obter o controle *sensorless* orientado no campo para a MSIP com forma de onda trapezoidal da FCEM. A implementação prática do filtro de Kalman como observador e dos PLLs foi possível dentro das capacidades do microcontrolador utilizado.

Com o algoritmo desenvolvido foi possível mostrar o desempenho dinâmico da máquina, além da situação de regime permanente na implementação do FOC. Ao contrário do que é mostrado na bibliografia de implementação sem sensor de controle FOC e DTC, neste trabalho são mostrados os resultados frente a alterações de carga e de velocidade, com tempos de resposta da ordem de 0.1s para o degrau de carga nominal, confirmando a capacidade de operação em situações reais de aplicação.

Referências

- ABDELLATIF, M.; DEBBOU, M.; SLAMA-BELKHODJA, I.; PIETRZAK-DAVID, M. Simple low-speed sensorless dual DTC for double fed induction machine drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 61, n. 8, p. 3915–3922, 2014. ISSN 02780046.
- ACARNLEY, P. P.; WATSON, J. F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 2, p. 352–362, 2006. ISSN 02780046.
- ALMEIDA, T. E. P. de. **Sistema de sensoriamento de orientação para um veículo aquático de superfície utilizando sensores de baixo custo**. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo, São Carlos, 2014.
- BANSAL, A. K.; GUPTA, R. A.; KUMAR, R. Fuzzy estimator for sensorless PMBLDC motor drive under speed reversal. **India International Conference on Power Electronics, IICPE 2010**, 2011. 2011. ISSN 0000-0000.
- BARATIERI, C. L.; PINHEIRO, H. Hybrid orientation for sensorless vector control of nonsinusoidal back-EMF PMSM. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 621–627. ISBN 978-1-4799-4032-5.
- _____. I-F STARTING METHOD FOR SMOOTH AND FAST TRANSITION TO SENSORLESS FIELD ORIENTED CONTROL OF BLDC MOTOR. **Revista Eletrônica de Potência - SOBRAEP**, 2014. v. 3, n. 19, p. 268–276, 2014.
- _____. Sensorless vector control for PM brushless motors with nonsinusoidal back-EMF. **Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014**, 2014. p. 915–921, 2014.
- BATZEL, T. Improved angular velocity estimation for high performance sensorless PMSM. In: **Power Electronics in Transportation (IEEE Cat. No.04TH8756)**. [S.l.]: IEEE, 2004. p. 89–96. ISBN 0-7803-8538-1.
- BERTOLUZZO, M.; BUJA, G.; KESHRI, R. K.; MENIS, R. Sinusoidal Versus Square-Wave Current Supply of PM Brushless DC Drives: A Convenience Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 12, p. 7339–7349, dec 2015. ISSN 0278-0046.

BOGLIETTI, A.; EL-REFAIE, A. M.; DRUBEL, O.; OMEKANDA, A. M.; BIANCHI, N.; AGAMLOH, E. B.; POPESCU, M.; Di Gerlando, A.; Borg Bartolo, J. Electrical Machine Topologies: Hottest Topics in the Electrical Machine Research Community. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2014. v. 8, n. 2, p. 18–30, jun 2014. ISSN 1932-4529.

BOLOPION, A.; JOUVE, D.; PACAUT, R. Control of permanent magnets synchronous machines: a simulation comparative survey. In: **Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.]: IEEE, 1990. p. 374–383.

BUJA, G.; BERTOLUZZO, M.; KESHRI, R. K. Torque Ripple-Free Operation of PM BLDC Drives With Petal-Wave Current Supply. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2015. v. 62, n. 7, p. 4034–4043, 2015. ISSN 0278-0046.

CASTRO, A. G. de. **Controle preditivo Finite Control-Set aplicado à máquina síncrona com ímã permanente no rotor**. Tese (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2017.

CHENG, K. Y.; TZOU, Y. Y. Design of a Sensorless Commutation IC for BLDC Motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2003. v. 18, n. 6, p. 1365–1375, 2003. ISSN 08858993.

CHUNG, S. K.; KIM, H.-S.; KIM, C.-G.; YOUN, M.-J. A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct-drive applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1998. v. 13, n. 3, p. 388–400, 1998. ISSN 08858993.

EJLALI, A.; SOLEIMANI, J. Sensorless vector control of 3-phase BLDC motor using a novel Extended Kalman. In: **2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)**. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4673-2043-6.

GULEZ, K.; ADAM, A. A.; PASTACI, H. A novel direct torque control algorithm for IPMSM with minimum harmonics and torque ripples. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, 2007. v. 12, n. 2, p. 223–227, 2007. ISSN 10834435.

HONDA, Y.; NAKAMURA, T.; HIGAKI, T.; TAKEDA, Y. Motor design considerations and test results of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles. **IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting**, 1997. v. 1, p. 75–82, 1997. ISSN 0197-2618.

IIZUKA, K.; UZUHASHI, H.; KANO, M.; ENDO, T.; MOHRI, K. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1985. IA-21, n. 3, p. 595–601, 1985. ISSN 0093-9994.

JOHNSON, P. M.; BAI, K.; DING, X. Back-EMF-Based Sensorless Control Using the Hijacker Algorithm for Full Speed Range of the Motor Drive in Electrified Automobile Systems. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, 2015. v. 1, n. 2, p. 126–137, aug 2015. ISSN 2332-7782.

- KSHIRSAGAR, P.; BURGOS, R. P.; JANG, J.; LIDOZZI, A.; WANG, F.; BOROYEVICH, D.; SUL, S. K. Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 6, p. 2402–2413, 2012. ISSN 00939994.
- KSHIRSAGAR, P.; KRISHNAN, R. Efficiency improvement evaluation of non-sinusoidal back-EMF PMSM machines using field oriented current harmonic injection strategy. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.]: IEEE, 2010. p. 471–478. ISBN 978-1-4244-5286-6.
- KULKARNI, A.; EHSANI, M. A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1992. v. 28, n. 1, p. 144–150, 1992. ISSN 00939994.
- LEHMANN, O.; SCHUSTER, J.; ROTH-STIELOW, J. Sensorless control techniques as redundancy for the control of permanent magnet synchronous machines in electric vehicles. 2014. 2014.
- LIN, T. C.; ZHU, Z. Q. Sensorless Operation Capability of Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine Based on High-Frequency Signal Injection Methods. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2015. IEEE, v. 51, n. 3, p. 2161–2171, may 2015. ISSN 0093-9994.
- LIU, Y. L. Y.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005. v. 41, n. 2, p. 599–608, 2005. ISSN 0093-9994.
- LUENBERGER, D. G. An Introduction to Observers. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1971. v. 16, n. 6, p. 596–602, 1971. ISSN 15582523.
- LV, H.; WEI, G.; DING, Z. UKF - Based for sensorless brushless DC motor control. In: **2014 International Conference on Mechatronics and Control (ICMC)**. [S.l.]: IEEE, 2014. v. 3, n. Icmc, p. 199–203. ISBN 978-1-4799-2538-4.
- MASMOUDI, M.; El Badsì, B.; MASMOUDI, A. Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives With Improved Reliability. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014. v. 50, n. 6, p. 3744–3753, nov 2014. ISSN 0093-9994.
- MAYBECK, P. S. **Stochastic models, estimation, and control**. [S.l.]: Academic Press, 1979. 1–16 p. (Mathematics in Science and Engineering, 2). ISSN 00189472. ISBN 0124807011.
- MILLER, T. J. E.; Hendershot Jr, J. R. **Design of brushless permanent-magnet motors**. [S.l.]: Oxford University Press, 1995. 584 p. ISBN 0198593899.
- MONTEIRO, J. R. B. A. **Transformação dq Não Senoidal para Máquinas Síncronas com Ímã Permanente no Rotor**. 126 p. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2002.
- MONTEIRO, J. R. B. A.; OLIVEIRA, A. A.; AGUIAR, M. L.; SANAGIOTTI, E. R. Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. **European Transactions on Electrical Power**, 2012. v. 22, n. 5, p. 627–644, 2012. ISSN 1430144X.

- MOREIRA, J. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1996. v. 32, n. 6, p. 1394–1401, 1996. ISSN 00939994.
- MUSIL, J. 3-Phase BLDC Drive Using Variable DC Link Six-Step Inverter. **Freescall Designer Reference Mannual**, 2006. n. DRM078, 2006.
- NOLAN, D. Sensorless six-step BLDC commutation. **ST Microelectronics AN4220 Application note**, 2013. n. January, p. 1–18, 2013.
- OZTURK, S. B.; TOLİYAT, H. A. Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, 2011. v. 16, n. 2, p. 351–360, apr 2011. ISSN 1083-4435.
- PARK, J.-S.; JUNG, S.-M.; KIM, H.-W.; YOUN, M.-J. Design and analysis of position estimator based on instantaneous power for sensorless drive of permanent magnet synchronous motor. **8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia**, 2011. v. 27, n. 5, p. 1140–1147, 2011.
- PARK, J.-W.; HWANG, S.-H.; KIM, J.-M. Sensorless Control of Brushless DC Motors With Torque Constant Estimation for Home Appliances. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 2, p. 677–684, 2012. ISSN 0093-9994.
- PARK, S. J.; PARK, H. W.; LEE, M. H.; HARASHIMA, F. A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2000. v. 47, n. 1, p. 109–114, 2000. ISSN 02780046.
- RAHIDEH, A.; MARDANEH, M.; KORAKIANITIS, T. Analytical 2-D Calculations of Torque, Inductance, and Back-EMF for Brushless Slotless Machines With Surface Inset Magnets. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2013. v. 49, n. 8, p. 4873–4884, aug 2013. ISSN 0018-9464.
- RIBEIRO, M. I. Kalman and Extended Kalman Filters : Concept , Derivation and Properties. **Institute for Systems and Robotics Lisboa Portugal**, 2004. Citeseer, n. February, p. 42, 2004.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1986. IA-22, n. 5, p. 820–827, sep 1986. ISSN 0093-9994.
- THOMPSON, M. P.; CHANG, E.; FOTO, A.; CITRON-RIVERA, J. G.; HADDAD, D.; WALDO, R.; PINKERTON, F. E. Grain-Boundary-Diffused Magnets: The challenges in obtaining reliable and representative BH curves for electromagnetic motor design. **IEEE Electrification Magazine**, 2017. v. 5, n. 1, p. 19–27, mar 2017. ISSN 2325-5897.
- WANG, Y.; ZHANG, X.; YUAN, X.; LIU, G. Position-sensorless hybrid sliding-mode control of electric vehicles with brushless DC motor. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2011. v. 60, n. 2, p. 421–432, 2011. ISSN 00189545.
- WANG, Z.; NIU, S.; HO, S. L.; FU, W. N.; ZHU, J. A position detection strategy for sensorless surface mounted permanent magnet motors at low speed using transient finite-element analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, 2012. v. 48, n. 2, p. 1003–1006, 2012. ISSN 00189464.

WELCH, G.; BISHOP, G. **An Introduction to the Kalman Filter**. Chapel Hill: University of North Carolina at Chapel Hill, 2006. 1–16 p.

ZERDALI, E.; BARUT, M. The Comparisons of Optimized Extended Kalman Filters for Speed-Sensorless Control of Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017. v. 64, n. 6, p. 4340–4351, jun 2017. ISSN 0278-0046.

ZHONG, L.; RAHMAN, M. F.; HU, W. Y.; LIM, K. W. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 1997. v. 12, n. 3, p. 528–536, 1997. ISSN 08858993.

ZHU, Z. Q.; HOWE, D. Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. **Proceedings of the IEEE**, 2007. v. 95, n. 4, p. 746–765, 2007. ISSN 0018-9219.

ZHU, Z. Q.; LEONG, J. H. Analysis and mitigation of torsional vibration of PM brushless AC/DC drives with direct torque controller. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 4, p. 1296–1306, 2012. ISSN 00939994.

Apêndices

Filtro de Kalman

O conteúdo deste apêndice é uma parte da dissertação de mestrado do próprio autor, (ALMEIDA, 2014)

O filtro de Kalman trata de uma solução recursiva para a filtragem linear de dados discretos, utilizando equações matemáticas para estimar o estado de um processo de modo a minimizar do erro quadrático médio, desenvolvido em 1960 por R. E. Kalman (WELCH; BISHOP, 2006).

Trata-se de um algoritmo recursivo ótimo de processamento de dados, que incorpora todas as informações disponíveis, processando todas as entradas independentemente da precisão das medidas a fim de estimar as variáveis desejadas, usando o conhecimento da dinâmica do processo e das medidas, da descrição estatística dos ruídos, erros de medidas e incertezas dos modelos dinâmicos e também de qualquer informação sobre as condições iniciais (MAYBECK, 1979).

O resultado do filtro provém de ciclos consecutivos de predição e atualização sendo que os passos são baseados em funções de densidade de probabilidade gaussianas. Porém se a dinâmica dos estados do sistema ou do observador não for linear, as funções de densidade de probabilidade que estimam o mínimo quadrado deixam de ser gaussianas e o filtro não-linear ótimo exigiria demasiado esforço computacional.

Uma abordagem não ótima para resolver o problema usando a simplicidade do filtro linear é apresentada pelo filtro de Kalman estendido, FKE, que aplica o filtro de Kalman utilizando uma linearização da dinâmica original do sistema ao redor do estado previsto (RIBEIRO, 2004).

A.1 Filtro de Kalman Discreto

O filtro de Kalman discreto é utilizado para estimar o estado $x \in \mathbb{R}^n$ que obedece a equação linear estocástica:

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (61)$$

Com uma medição $z \in \mathbb{R}^m$:

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (62)$$

w_k representa a perturbação no processo e v_k os ruídos na medida, sendo ambos considerados ruídos brancos, independentes e com distribuição normal.

$$\begin{aligned} p(w) & N(0, Q) \\ p(v) & N(0, R) \end{aligned} \quad (63)$$

Com Q a matriz de covariância do ruído do processo e R a matriz de covariância do ruído da medida. A matriz A relaciona o estado no tempo anterior com o estado atual, o vetor B relaciona a entrada de controle u com o estado atual e a matriz H relaciona o estado atual com a medida z .

O algoritmo segue da aplicação de:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k^- &= A\hat{x}_{k-1} + Bu_k \\ P_k^- &= AP_{k-1}A^T + Q \\ K_k &= P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \\ P_k &= (I - K_k H)P_k^- \end{aligned} \quad (64)$$

Nestas equações $\hat{x}_k^-$ é a estimativa a priori com P_k^- a matriz de covariância a priori, então estes são recalculados com base no ganho de Kalman, K_k , levando em consideração o quanto essas estimativas divergem do modelo de observação, obtendo x_k e P_k (Grewal and Andrews, 2001).

A.1.1 Filtro de Kalman Estendido

No caso do filtro de Kalman estendido o processo obedece a uma equação estocástica não linear:

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}, w_{k-1}) \quad (65)$$

Com uma medição $z \in \mathbb{R}^m$ obedecendo:

$$z_k = h(x_k, v_k) \quad (66)$$

Novamente w_k representa a perturbação no processo e v_k os ruídos na medida, tidos como ruídos brancos, independentes e com distribuição normal e media zero. Assim, no desenvolvimento o equacionamento eles podem ser assumidos como nulos.

$$\begin{aligned}\tilde{x}_k &= f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0) \\ \tilde{z}_k &= h(\tilde{x}_k, 0)\end{aligned}\tag{67}$$

Então é adotada a linearização:

$$\begin{aligned}x_k &\approx \tilde{x}_k + A(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + Ww_{k-1} \\ z_k &\approx \tilde{z}_k + H(x_k - \tilde{x}_k) + Vv_k\end{aligned}\tag{68}$$

Com A a jacobiana de derivadas parciais de f em relação a x , W a jacobiana de derivadas parciais de f em relação a w , H a jacobiana de derivadas parciais de h em relação a x e V a jacobiana de derivadas parciais de h em relação a v .

O algoritmo segue da aplicação de:

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0) \\ P_k^- &= A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \\ K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K_k (z_k - h(\hat{x}_k^-, 0)) \\ P_k &= (I - K_k H_k) P_k^-\end{aligned}\tag{69}$$