UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS DE MOTORES BRUSHLESS DC SUBMETIDOS A VARIAÇÕES PERIÓDICAS DE CARGA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Cássio Luciano Baratieri

Santa Maria, RS, Brasil
2011

CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS DE MOTORES BRUSHLESS DC SUBMETIDOS A VARIAÇÕES PERIÓDICAS DE CARGA

por

Cássio Luciano Baratieri

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro

Santa Maria, RS, Brasil

2011

B226c Baratieri, Cássio Luciano
Controle de velocidade sensorless de motores Brushless DC submetidos a variações periódicas de carga / por Cássio Luciano Baratieri. – 2011.
151 f. ; il. ; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2011

1. Motor Brushless DC 2. Controle de velocidade sensorless 3. Compressores BLDC 4. Rejeição de distúrbios I. Pinheiro, Humberto II. Título.

CDU 621.313.334

Ficha catalográfica elaborada por Cláudia Terezinha Branco Gallotti – CRB 10/1109
Biblioteca Central UFSM

©2011
Todos os direitos autorais reservados a Cássio Luciano Baratieri. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.
Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;
Fone: (055) 91716854;
Endereço Eletrônico: cassio.baratieri@gmail.com

Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS DE MOTORES BRUSHLESS DC SUBMETIDOS A VARIAÇÕES PERIÓDICAS DE CARGA

elaborada por
Cássio Luciano Baratieri

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)

Márcio Stefanello, Dr. (UNIPAMPA)

Luiz Carlos de Souza Marques, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 21 de Julho de 2011

Aos meus pais e a minha noiva pelo apoio, carinho e confiança.

AGRADECIMENTOS

Meu sincero agradecimento ao professor Humberto Pinheiro, pela sua esplêndida orientação com compreensão e confiança, compartilhando suas idéias, críticas, reflexões, e principalmente seu conhecimento que contribuiu de forma ativa aos estudos propostos.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e principalmente a coordenação do PPGEE por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade. Agradecimento aos professores Hilton Abílio Gründling, José Renes Pinheiro, Luciano Schuch, Leandro Michels, Cassiano Rech, Robison Figueiredo de Camargo, Vinícius Foletto Montagner que compartilharam seus conhecimentos e experiências ao longo do curso.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação.

Aos colegas do GEPOC pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimento imprescindível para a conclusão da dissertação. Principalmente ao Thiago Bernardes, Jorge Rodrigo Massing e Felipe Grigolleto pelo auxílio nas soluções dos diversos problemas e dúvidas, as quais contribuíram diretamente à conclusão da dissertação.

Aos amigos Everton Soares Pivotto e Elisandro Machado que me apoiaram ao longo do mestrado e nas horas difíceis.

À minha noiva pelo apoio, carinho, compreensão e auxílio, principalmente nas estendidas horas de estudo.

À minha mãe e ao meu pai por me apoiarem incondicionalmente, sendo referências na minha vida.

"*I think and think for months and years. Ninety-nine times, the conclusion is false. The hundredth time I am right*"

Albert Einstein (1879 - 1955)

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS DE MOTORES BRUSHLESS DC SUBMETIDOS A VARIAÇÕES PERIÓDICAS DE CARGA

Autor: Cássio Luciano Baratieri
Orientador: Humberto Pinheiro

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 21 de Julho de 2011.

Esta dissertação apresenta um sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless para motores *Brushless DC* utilizados em compressores alternativos. Estes compressores provocam variações periódicas de carga sobre o motor causando vibrações mecânicas e ruído acústico. Em vista disso, um controlador discreto de velocidade baseado no princípio do modelo interno é proposto. Este controlador visa o rastreamento assintótico de uma velocidade de referência e a redução dos distúrbios cíclicos de conjugado provocados pelo compressor. Para isso, o sistema proposto é constituído por um estimador discreto da posição e da velocidade do rotor, e um controlador discreto de velocidade com frequência de amostragem variável em função da velocidade de rotação. O estimador discreto baseia-se na detecção do cruzamento da força contra-eletromotriz por zero, a qual é otimizada por meio de um algoritmo de Mínimos Quadrados. O controlador de velocidade é composto por duas ações de controle, uma ação repetitiva e uma proporcional-derivativa. De forma a complementar a operação do sistema de acionamento, um novo procedimento de partida com controle de corrente é proposto para o BLDCM. Este procedimento possibilita a maximização do conjugado eletromagnético do motor durante a partida e ainda evita a desmagnetização dos ímãs pela incidência de altas correntes estatóricas. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar o desempenho das técnicas adotadas, assim como as principais vantagens, desvantagens e limitações operacionais da implementação experimental. Além disso, a performance da rejeição parcial do conjugado de carga é avaliada com a comparação do espectro harmônico dos conjugados produzidos pelo controlador de velocidade proposto e por um controlador proporcional-integral.

Palavras-chave: Motor *Brushless DC*, controle de velocidade sensorless, compressores BLDC, rejeição de distúrbios.

ABSTRACT

Master's Dissertation
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

SENSORLESS SPEED CONTROL OF BRUSHLESS DC SUBJECTED TO PERIODIC LOAD TORQUE

Author: Cássio Luciano Baratieri
Advisor: Humberto Pinheiro

Place and Date: Santa Maria, July 21st, 2011.

This master thesis presents a sensorless speed control drive of Brushless DC motors used in reciprocating compressors. These compressors cause periodic load torque variations on the motor, consequently mechanical vibrations and acoustic noise are presented as well. As a result, a discrete speed controller based on the internal model principle is proposed. This controller aims to track the speed reference and to reduce the periodic torque disturbances caused by the compressor. The proposed controller consists of a rotor position and speed estimator, and a discrete speed controller with variable sampling frequency that depend on the rotor speed. The discrete estimator is based on the zero crossing point detection of the back-electromotive force. This method is optimized by using a Least Squares algorithm. The speed controller consists of two control actions, repetitive and proportional-derivative actions. In order to complement the drive system operation, a new procedure to start a BLDCM with current control is proposed. This technique ensures the maximization of the electromagnetic torque during startup and to avoid demagnetization of the permanent magnet by the stator current. Finally, simulation and experimental results are presented to demonstrate the performance of the techniques adopted, as well as the main advantages, disadvantages and operational limitations of the experimental implementation. In addition, the performance of the load torque rejection is evaluated by comparing the harmonic spectrum of the torques produced by the proposed speed controller and a PI controller.

Keywords: Brushless Direct Current motor, sensorless speed control, BLDC compressor, disturbance rejection.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 24

1.1 Introdução Geral 24

1.2 Objetivos da Dissertação 25

1.3 Revisão Bibliográfica 25

1.3.1 Partida do BLDCM 28

1.3.2 Controle de Velocidade do Rotor com Base no Princípio do Modelo Interno 29

1.4 Organização da Dissertação 33

2 MOTOR *BRUSHLESS DC* 34

2.1 Características Construtivas 34

2.1.1 Ímãs Permanentes 35

2.1.2 Rotor 37

2.1.2.1 Rotor com Ímãs de Superfície 37

2.1.2.2 Rotor com Ímãs Inseridos na Superfície 38

2.1.2.3 Rotor com Ímãs Internos 38

2.1.3 Estator 38

2.2 Modelo Dinâmico do BLDCM 39

2.2.1 Representação do Modelo Dinâmico do BLDCM em Espaço de Estados . . 40

2.3 Propósitos e Limitações do Modelo 42

2.4 Conclusão 43

3 ACIONAMENTO DO BLDCM 44

3.1 Operação do Inversor Trifásico 44

3.1.1 Modo de Operação A 47
3.1.2 Modo de Operação B 48
3.1.3 Modo de Operação C 49
3.1.4 Modo de Operação D 50
3.2 Padrões de Modulação PWM 51
3.3 Modelo Dinâmico do Inversor Trifásico com Modulação PWM 58
3.4 Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor sem Sensores Mecânicos . . 60
3.4.1 Técnicas de Estimação da Posição do Rotor Baseadas na FCEM 60
3.4.2 Algoritmo Proposto para a Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor 63
3.4.2.1 Estimação da Velocidade Angular Média de Rotação 67
3.5 Conclusão 68

4 CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS 69
4.1 Partida do BLDCM 69
4.1.1 Controle da Corrente do Barramento CC 72
4.2 Procedimento de Partida 77
4.3 Controle de Velocidade Sensorless do Rotor 79
4.3.1 Equação Dinâmica da Velocidade Angular Média 80
4.3.2 Controlador Repetitivo 82
4.3.3 Simulação Simplificada para Sintonia Preliminar dos Ganhos 85
4.3.4 Controle de Velocidade do Rotor com Controlador PI 86
4.4 Conclusão 87

5 RESULTADOS 88
5.1 Parâmetros do Sistema 88
5.2 Partida do BLDCM 90
5.3 Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor 98
5.4 Controle da Corrente do Barramento CC 101

5.5 Controle de Velocidade Sensorless 103

5.6 Conclusão 116

6 CONCLUSÃO GERAL 117

6.1 Trabalhos Futuros 118

Referências 119

Apêndice A – BANCADA EXPERIMENTAL 124

A.1 Motor - Gerador 124

A.2 Sistema de Acionamento e Controle de Velocidade Sensorless do BLDCM . . 125

A.3 Sistema de Emulação do Conjugado de Carga 127

Anexo A – MODELO MATEMÁTICO DO BLDCM 130

A.1 Modelo Simplificado 130

A.1.1 Densidade de Fluxo Magnético Rotórico 130

A.1.2 Densidade de Fluxo Magnético Estatórico 132

A.1.3 Fluxo Magnético Concatenado Produzido pelas Correntes Estatóricas . . . 133

A.1.4 Fluxo Magnético Estatórico Produzido pela Densidade de Fluxo Magnético Rotórico 135

A.1.5 FCEM no Enrolamento Estatórico Produzido pelo Fluxo Magnético do Rotor 137

A.1.6 Conjugado Eletromagnético 137

A.1.7 Modelo Matemático do BLDCM 139

Anexo B – PARTIDA DO BLDC 141

B.1 Posição Inicial do Rotor 141

B.1.1 Alinhamento do Rotor 142

B.1.2 Estimação da Posição Inicial 143

B.2 Métodos de Partida 148

B.2.1 Partida em Malha Aberta 148

B.2.2 Detecção da FCEM 149

B.2.3 Método de Partida I-F 149

B.2.4 Partida com Identificação da Posição do Rotor 150

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 Formas de onda da FCEM: (a) PMSM; (b) BLDCM. 26

FIGURA 1.2 Topologia típica do conversor estático para o acionamento do BLDCM. 27

FIGURA 1.3 Controlador de velocidade sensorless proposto por (LEE et al., 2009). 30

FIGURA 1.4 Controlador robusto de velocidade sensorless proposto por (CHEN; HUANG, 2010). 31

FIGURA 1.5 Gerador do Ganho G_K e da estimativa de velocidade de rotação. . 31

FIGURA 1.6 Controle de velocidade proposto por (NAKAMURA et al., 1991). . . 32

FIGURA 1.7 Diagrama simplificado do controle de velocidade sensorless proposto. 32

FIGURA 2.1 Tipos de Rotores: (a) Rotor com ímãs de superfície; (b) Rotor com ímãs inseridos na superfície; (c) Rotor com ímãs internos. 37

FIGURA 2.2 Exemplo de BLDCM trifásico com 4 pólos e enrolamento concentrado de duas camadas. 39

FIGURA 2.3 Representação do BLDCM em parâmetros concentrados. 41

FIGURA 2.4 Forças contra-eletromotrizes em função da posição do rotor. 42

FIGURA 3.1 Circuito de acionamento elétrico do BLDCM. 45

FIGURA 3.2 Formas de onda da operação em seis pulsos 120º. 45

FIGURA 3.3 Modo de operação A. 47

FIGURA 3.4 Modo de operação B. 48

FIGURA 3.5 Modo de operação C. 50

FIGURA 3.6 Modo de operação D. 51

FIGURA 3.7 Padrão de comutação 1 (NAGATE et al., 1993), (BOURGEOIS et al., 1999), (SU; MCKEEVER, 2004). 52

FIGURA 3.8 Correntes produzidas pelo padrão de comutação 1. 52

FIGURA 3.9 Padrão de comutação 2 53

FIGURA 3.10 Correntes produzidas pelo padrão de comutação 2. 54

FIGURA 3.11 Padrão de comutação 3 (SHAO et al., 2003), (SU; MCKEEVER, 2004), (BECERRA; JAHNS; EHSANI, 1991). 55

FIGURA 3.12 Correntes produzidas pelo padrão de comutação 3. 55

FIGURA 3.13 Padrão de comutação 4 (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (NAGATE et al., 1993), (LAI; SHYU; CHANG, 2004). 56

FIGURA 3.14 Correntes produzidas pelo padrão de comutação 4. 56

FIGURA 3.15 Padrão de comutação 5 (UESUGI, 1996). 57

FIGURA 3.16 Correntes produzidas pelo padrão de comutação 5. 57

FIGURA 3.17 Generalização da operação do inversor trifásico: (a) Etapa 1 (*Turn-on* da chave S_a); (b) Etapa 2 (*Turn-off* da chave S_a). 58

FIGURA 3.18 Técnica proposta por (IIZUKA et al., 1985). 62

FIGURA 3.19 Integração da FCEM. 62

FIGURA 3.20 Diagrama do sistema sensorless proposto. 63

FIGURA 3.21 Tensões nos terminais do motor segundo o padrão de modulação 5. 64

FIGURA 3.22 Detecção: (a) Detecção do cruzamento por zero na borda de descida; (b) Detecção do cruzamento por zero da borda de subida. 65

FIGURA 3.23 Erro de detecção do cruzamento por zero da FCEM. 65

FIGURA 3.24 Estratégia da aplicação do algoritmo de Mínimos Quadrados. . . . 66

FIGURA 3.25 Operação do contador auxiliar. 66

FIGURA 4.1 Detecção dos instantes de comutação pelo controle de corrente. . . 70

FIGURA 4.2 Diagrama em blocos da malha de corrente. 72

FIGURA 4.3 Amostragem da corrente do barramento CC. 72

FIGURA 4.4 Comparação entre a planta contínua e a planta discretizada com ZOH. 73

FIGURA 4.5 Diagrama de bode da função de transferência $G_{id}(z)$ 74

FIGURA 4.6 Diagrama de bode da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC2} para $f_s = 2kHz$. 75

FIGURA 4.7 Resposta à um degrau unitário da malha fechada de corrente para para $f_s = 2kHz$. 76

FIGURA 4.8 Diagrama de bode da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC75} para $f_s = 7,5kHz$. 76

FIGURA 4.9 Resposta à um degrau unitário da malha fechada de corrente para para $f_s = 7,5kHz$. 77

FIGURA 4.10 Fluxograma do procedimento de partida do BLDCM. 78

FIGURA 4.11 Variação da razão cíclica durante a aceleração do motor. 79

FIGURA 4.12 Diagrama em blocos do sistema de controle multimalhas proposto que contém uma malha interna de corrente e uma malha externa de velocidade com frequência de amostragem variável. 80

FIGURA 4.13 Linearização do conjugado eletromagnético. 81

FIGURA 4.14 Conjugado de carga típico do compressor alternativo à um pistão. 82

FIGURA 4.15 Controlador de velocidade sensorless proposto. 83

FIGURA 4.16 Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controlador repetitivo ideal (pontilhado), e do controlador repetitivo com filtro $Q(z, z^{-1})$ 84

FIGURA 4.17 Lugar das raízes do controlador repetitivo em malha aberta com filtro $Q(z, z^{-1})$. 85

FIGURA 4.18 Diagrama de simulação do controlador de velocidade. 85

FIGURA 4.19 Resposta à um degrau na referência da velocidade angular de rotação do sistema de controle de velocidade em malha fechada. 86

FIGURA 4.20 Controle de velocidade sensorless com controlador PI. 87

FIGURA 5.1 Resultado de Simulação: Partida do BLDCM com rotor alinhado. 91

FIGURA 5.2 Resultado de Simulação: Partida do BLDCM com rotor desalinhado. 92

FIGURA 5.3 Resultado Experimental: Partida do BLDCM com rotor alinhado. 93

FIGURA 5.4 Resultado Experimental: Partida do BLDCM com rotor desalinhado. 94

FIGURA 5.5 Resultado de Simulação: Aceleração do BLDCM após alinhamento. 95

FIGURA 5.6 Resultado Experimental: Aceleração do BLDCM após alinhamento. 96

FIGURA 5.7 Tensões nos terminais do motor em relação ao negativo do barramento CC durante a partida do motor. 97

FIGURA 5.8 Transição da frequência de comutação do inversor PWM. 97

FIGURA 5.9 Tensões nos terminais do motor durante operação com velocidade de $1500rpm$. 98

FIGURA 5.10 Resultado Experimental: Operação sem o uso do algoritmo de otimização. 99

FIGURA 5.11 Resultado Experimental: Operação com o uso do algoritmo de otimização. 99

FIGURA 5.12 Resultado Experimental: Descrição do erro de detecção do ZCP da FCEM. 100

FIGURA 5.13 Resultado Experimental: Otimização baseada nos instantes de tempo passados da detecção do ZCP. 100

FIGURA 5.14 Resultado Experimental: Correntes de fase do motor; Comparação entre a corrente de referência e a corrente do barramento CC amostrada durante a aceleração do BLDCM. 102

FIGURA 5.15 Resultado Experimental: Correntes de fase em regime permanente. 102

FIGURA 5.16 Resultado Experimental: Comparação entre as correntes de referência e do barramento CC na malha interna de corrente. 103

FIGURA 5.17 Resultado de Simulação: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador PI (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm). 104

FIGURA 5.18 Resultado Experimental: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador PI (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm). 104

FIGURA 5.19 Resultado de Simulação: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador proposto (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm). 105

FIGURA 5.20 Resultado Experimental: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador proposto (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm). 105

FIGURA 5.21 Resultado de Simulação: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado de carga e eletromagnético operando com o controlador PI. 107

FIGURA 5.22 Resultado Experimental: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado eletromagnético operando com o controlador PI. 107

FIGURA 5.23 Resultado de Simulação: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado de carga e eletromagnético operando com o controlador RP 108

FIGURA 5.24 Resultado Experimental: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado eletromagnético operando com o controlador RP. 108

FIGURA 5.25 Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1800rpm). 109

FIGURA 5.26 Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1800rpm). 109

FIGURA 5.27 Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1500rpm). 109

FIGURA 5.28 Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1500rpm). 109

FIGURA 5.29 Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1800rpm). 110

FIGURA 5.30 Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1800rpm). 110

FIGURA 5.31 Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1500rpm). 110

FIGURA 5.32 Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1500rpm). 110

FIGURA 5.33 Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1800rpm). 112

FIGURA 5.34 Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1800rpm). 112

FIGURA 5.35 Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1500rpm). 113

FIGURA 5.36 Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1500rpm). 113

FIGURA 5.37 Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1800rpm). 114

FIGURA 5.38 Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1800rpm). 114

FIGURA 5.39 Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1500rpm). 115

FIGURA 5.40 Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1500rpm). 115

FIGURA A.1 Conjunto motor-gerador utilizado para a obtenção dos resultados experimentais. 124

FIGURA A.2 Modulação PWM. 125

FIGURA A.3 Diagrama representativo da bancada experimental. 126

FIGURA A.4 Sincronismo ao disparo dos tiristores. 127

FIGURA A.5 Espectro harmônico do conjugado de carga normalizado produzido por um compressor recíproco à um pistão. 128

FIGURA A.6 Espectro harmônico do conjugado de carga sintetizado pelo disparo de três tiristores em um ciclo mecânico. 128

FIGURA A.7 Espectro harmônico do conjugado de carga sintetizado pelo disparo de dois tiristores em um ciclo mecânico. 129

FIGURA A.1 Características construtivas do BLDCM: (a) BLDCM trifásico de dois pólos; (b) Distribuição dos enrolamentos estatóricos. 131

FIGURA A.2 Caminho aplicado à Lei de Ampère. 132

FIGURA A.3 Posições do rotor: (a) 1º Caso; (b) 2º Caso; (c) 3º Caso. 136

FIGURA A.4 Fluxo magnético do rotor na fase a. 137

FIGURA A.5 FCEM do BLDCM. 138

FIGURA B.1 Alinhamento do rotor. 142

FIGURA B.2 Princípio da saturação magnética. 144

FIGURA B.3 Indutância do estator em função da posição do rotor. 145

FIGURA B.4 Relação entre a corrente de fase e a posição do rotor (LEE et al., 2008). 151

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 Sinais de comando com seus respectivos modos de operação. 46

TABELA 3.2 Estados de condução do modo de operação A. 47

TABELA 3.3 Estados de condução do modo de operação B. 49

TABELA 3.4 Estados de condução do modo de operação C. 49

TABELA 3.5 Estados de condução do modo de operação D. 50

TABELA 5.1 Parâmetros do Inversor/Motor/Gerador 89

TABELA 5.2 Ganhos do Controlador de Corrente com $f_s = 2kHz$ 89

TABELA 5.3 Ganhos do Controlador de Corrente com $f_s = 7,5kHz$ . . . 89

TABELA 5.4 Ganhos dos Controladores de Velocidade 89

TABELA 5.5 Resultado de Simulação - Relação Percentual entre T_e e T_c. . 111

TABELA 5.6 Resultado Experimental - Relação Percentual entre $\hat{T}_e$ e $\hat{T}_c$. 112

LISTA DE SÍMBOLOS

v_a	Tensão de fase do enrolamento a
v_b	Tensão de fase do enrolamento b
v_c	Tensão de fase do enrolamento c
i_a	Corrente de fase do enrolamento a
i_b	Corrente de fase do enrolamento b
i_c	Corrente de fase do enrolamento c
e_a	Força contra-eletromotriz da fase a
e_b	Força contra-eletromotriz da fase b
e_c	Força contra-eletromotriz da fase c
L_a	Indutância própria da fase a
L_b	Indutância própria da fase b
L_c	Indutância própria da fase c
M	Indutância Mútua do BLDCM
R_a	Resistência da fase a
R_b	Resistência da fase b
R_c	Resistência da fase c
θ_r	Ângulo mecânico do rotor
R	Resistência de fase do BLDCM
L	Indutância própria de fase do BLDCM
T_e	Conjugado eletromagnético do BLDCM

ω_r	Velocidade angular de rotação
J	Constante de inércia do BLDCM
B	Coeficiente de atrito viscoso do BLDCM
T_c	Conjugado de carga
P	Número de pólos do motor
v_{ab}	Tensão de linha entre os terminais a e b
v_{bc}	Tensão de linha entre os terminais b e c
v_{ca}	Tensão de linha entre os terminais c e a
v_{D5}	Tensão no diodo D_5
v_{D6}	Tensão no diodo D_6
v_{cg}	Tensão da fase c relativa ao negativo do barramento CC
V_{CC}	Tensão do barramento CC
T_S	Período de comutação da portadora PWM
$G_{id}(s)$	Função de transferência da corrente de fase $I(s)$ em função da razão cíclica do PWM $D(s)$
v_{ag}	Tensão da fase a relativa ao negativo do barramento CC
v_{bg}	Tensão da fase b relativa ao negativo do barramento CC
e_{ZCP}	Erro de detecção do ZCP da FCEM
$\hat{t}_{com}(k-1)$	Instante de tempo estimado da última comutação de fase
$t_c(k)$	Instante de tempo da detecção de um cruzamento da FCEM por zero
$\hat{t}_c(k)$	Instante de tempo estimado do ZCP real
$\hat{a}_0(k)$	Coeficiente linear da equação da reta de interpolação
$\hat{a}_1(k)$	Coeficiente angular da equação da reta de interpolação
$\Delta t(k)$	Intervalo de tempo entre duas estimativas de ZCP
$\hat{t}_{com}(k)$	Instante de tempo estimado para a comutação

$\hat{\bar{\omega}}_r(k)$	Velocidade angular média de rotação
I_{ref}	Corrente de referência do barramento CC
K_{PWM}	Ganho de normalização da portadora PWM
f_s	Frequência de amostragem
$G_{CMC}(z)$	Controlador PI da malha de corrente
K_{mc1}	Primeiro ganho do controlador da malha de corrente
K_{mc2}	Segundo ganho do controlador da malha de corrente
$G_{CMC2}(z)$	Controlador PI da malha de corrente para $f_s = 2kHz$
$G_{CMC75}(z)$	Controlador PI da malha de corrente $f_s = 7,5kHz$
K_d	Ganho para o ajuste da detecção do instante de comutação
$\triangle D$	Variação da razão cíclica média
$\Delta\theta_r(k)$	Variação angular mecânica do rotor
$\Delta\theta_e(k)$	Variação angular elétrica do rotor
$t_{s\omega}(k)$	Período de amostragem na malha de velocidade
Δt_{mec}	Intervalo de tempo de uma revolução do rotor
$Q(z, z^{-1})$	Filtro adicionado ao controlador repetitivo
K_{Q1}	Primeiro ganho do filtro Q
K_{Q2}	Segundo ganho do filtro Q
K_{Q3}	Terceiro ganho do filtro Q
$G_{RP}(z)$	Função de transferência do controlador repetitivo $plug-in$
K_{RP}	Ganho do controlador repetitivo
a	Avanço de fase introduzido ao controlador repetitivo
$G_{PD}(z)$	Função de transferência do controlador PD
K_{PD1}	Primeiro ganho do controlador PD
K_{PD2}	Segundo ganho do controlador PD

$G_{T\omega}(s)$	Função de transferência mecânica do BLDCM
$G_{PI}(z)$	Função de transferência do controlador PI do sistema comparativo
K_{PI1}	Primeiro ganho do controlador PI do sistema comparativo
K_{PI2}	Segundo ganho do controlador PI do sistema comparativo
$L - M$	Indutância equivalente por fase do BLDCM
K_e	Constante elétrica do motor
K_t	Constante de conjugado (torque) do motor
θ_e	Ângulo estatórico do motor

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução Geral

A melhoria da eficiência energética em equipamentos eletroeletrônicos motiva o desenvolvimento tecnológico e permite a inserção de antigas e novas tecnologias ao mercado consumidor. Esta tendência pode ser observada, por exemplo, com o aumento do uso de motores a ímãs permanentes nas áreas de geração de energia, equipamentos médicos, militares, industriais e domésticos (GIERAS; WING, 2002). Entre estas diversas áreas de interesse é possível salientar o uso do motor a ímãs permanentes com controle de velocidade variável em compressores herméticos para refrigeradores domésticos e comerciais, assim como em condicionadores de ar.

A substituição do motor de indução operando em velocidade constante pelo motor a ímãs permanentes com controle de velocidade variável, além de otimizar a eficiência energética, reduz o tamanho físico do compressor, e melhora o desempenho termodinâmico para a refrigeração sob a aplicação de técnicas avançadas de modulação e de controle de velocidade (RASMUSSEN; RITCHIE, 1997), (PERSSON, 2007), (LAI et al., 2007).

Segundo (GIERAS; WING, 2002), os motores a ímãs permanentes podem ser classificados em motores CC com comutadores, motores *Brushless DC* ou motores síncronos CA. No setor de compressores herméticos para refrigeração, o motor *Brushless DC* com enrolamentos concentrados tem se destacado, pois é um motor de baixa complexidade construtiva que possibilita a redução nos custos de fabricação. A inserção destes compressores ao mercado consumidor aumentou nas últimas duas décadas, sendo perceptível principalmente no mercado norte-americano, europeu e asiático, onde são exigidos produtos com alta eficiência energética, de alta tecnologia e que proporcione um maior conforto ao usuário.

Esta dissertação tratará do controle de velocidade sensorless do motor *Brushless Direct Current* (BLDCM) submetido a variações periódicas de conjugado, especificamente na

utilização do motor em compressores alternativos, denominados compressores *Brushless DC* ou compressores BLDC. Em virtude disso, a principal motivação deste trabalho é a redução das vibrações mecânicas produzidas pelo conjugado de carga destes compressores. Para isso, um controle de velocidade com base no Princípio do Modelo Interno (PMI) (FRANCIS; WONHAM, 1976) é proposto. Além disso, alguns tópicos relacionados a estimação da posição e da velocidade do rotor, bem como da partida do BLDCM serão discutidos ao longo da dissertação de forma a complementar o sistema de controle e acionamento proposto. Este trabalho contribui ao estudo de sistemas de acionamento e controle sensorless do BLDCM em aplicações com distúrbios periódicos de conjugado.

1.2 Objetivos da Dissertação

O trabalho propõe um sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless para o BLDCM, o qual pode ser usado em compressores para sistemas de refrigeração e condionamento de ar. A motivação do trabalho é atenuar as vibrações mecânicas e o ruído acústico oriundos do conjugado de carga. Para isso, o conjugado de carga é compensado através do conjugado eletromagnético do motor (compensação ativa) sem comprometer a eficiência energética. Esse controlador baseia-se no PMI, com o objetivo de rejeição dos distúrbios periódicos produzidos pelo conjugado de carga quando o motor opera em regime permanente.

A estimação da posição e da velocidade do rotor fundamenta-se na detecção da Força Contra-Eletromotriz (FCEM), sendo esta, determinada através das tensões amostradas nos terminais do motor. Para aumentar a resolução e reduzir os erros tanto na estimativa da posição quanto na estimativa da velocidade do rotor, um algoritmo de Mínimos Quadrados (MQ) é proposto e o seu desempenho é verificado experimentalmente.

Uma nova técnica de partida com controle de corrente para o BLDCM é proposta. Esta técnica possibilita maximizar o conjugado eletromagnético de partida e limitar a magnitude das correntes de fase em um nível seguro evitando a desmagnetização dos ímãs permanentes.

1.3 Revisão Bibliográfica

Nas últimas décadas, os motores a ímãs permanentes foram inseridos como uma alternativa no mercado de compressores herméticos, devido principalmente a possibilidade

de melhoria da eficiência energética, otimização do desempenho do sistema de refrigeração com técnicas de controle de velocidade, aprimoramento na produção de rotores com ímãs permanentes e a possibilidade do aumento da densidade de energia para a redução do tamanho do compressor (RASMUSSEN; RITCHIE, 1997), (PERSSON, 2007). Esses motores aplicados em compressores podem ser motores síncronos com a FCEM senoidal (*Permanent Magnet Synchronous Motor* - PMSM) ou trapezoidal (BLDCM), como apresentado na Figura 1.1. A classificação do motor e suas características construtivas e operacionais variam entre os fabricantes em virtude: do custo de produção; da estrutura interna de P&D; da instrumentaria fábril; do *marketing* e da estratégia adotada no acionamento e controle do motor. O BLDCM é o motor a ímãs permanentes mais utilizado entre os compressores herméticos do setor de refrigeração doméstica e/ou condicionamento de ar das principais empresas mundiais (p.ex. Embraco -Whirlpool, Samsung, SIAM - Mitsubishi, TECO, Hitachi, Daikin, LG, etc). Isto é devido a simplicidade construtiva do motor e ao aumento da eficiência energética proporcionada pelo controle de velocidade sensorless.

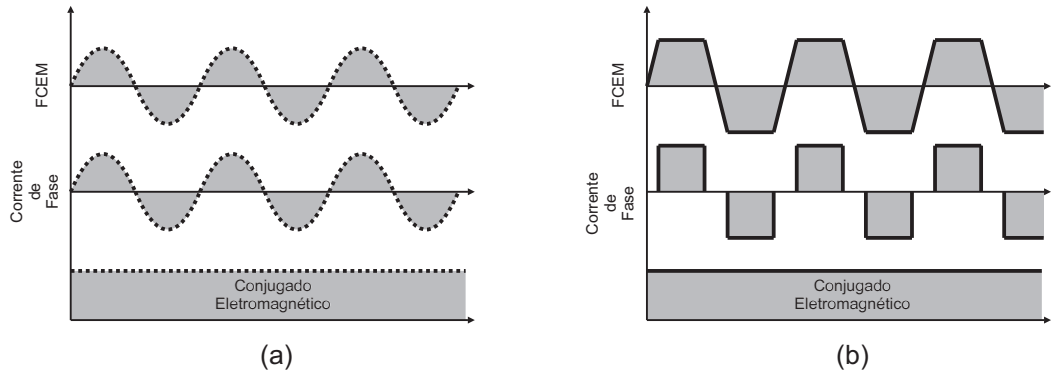

Figura 1.1: Formas de onda da FCEM: (a) PMSM; (b) BLDCM.

As principais diferenças construtivas e operacionais entre o PMSM e o BLDCM são discutidas em (KRISNAN, 2009), (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), (GIERAS; WING, 2002) e (CHIASSON, 2005). De forma geral, a principal diferença entre as duas máquinas é a FCEM, conforme ilustrado na Figura 1.1. Nota-se que a síntese de um conjugado eletromagnético constante depende de formas de correntes de fase distintas, senoidal ou retangular dependendo do tipo de FCEM. Este fato tem impacto direto na escolha do tipo de acionamento elétrico. Como no caso do PMSM, onde as correntes estatóricas de fase devem ser sintetizadas na forma senoidal. Para isso, os três braços do inversor devem ser utilizados para produzir as tensões nos terminais da máquina. No caso do BLDCM, a operação de seis pulsos 120º satisfaz a condições necessárias para gerar as correntes retangulares, sendo ainda possível utilizar a terceira fase não energizada para a identificação da posição rotórica através da detecção do cruzamento por zero da FCEM.

A operação do BLDCM depende de um circuito de acionamento sincronizado com a posição do rotor em virtude da ausência do comutador com escovas. Para isso, a topologia de conversor estático usualmente empregada, consta de um inversor trifásico a três braços com MOSFETs ou IGBTs (KRISNAN, 2009). Como exemplo, a Figura 1.2 mostra a topologia com IGBTs. Uma alternativa prática no mercado dos semicondutores para implementação do inversor são os módulos integrados para o controle de máquinas elétricas que podem contribuir para a redução do custo de fabricação e do tamanho físico do produto final (p.ex. Módulos integrados com inversor trifásico dedicado, produzido pela *International Rectifier* - IR).

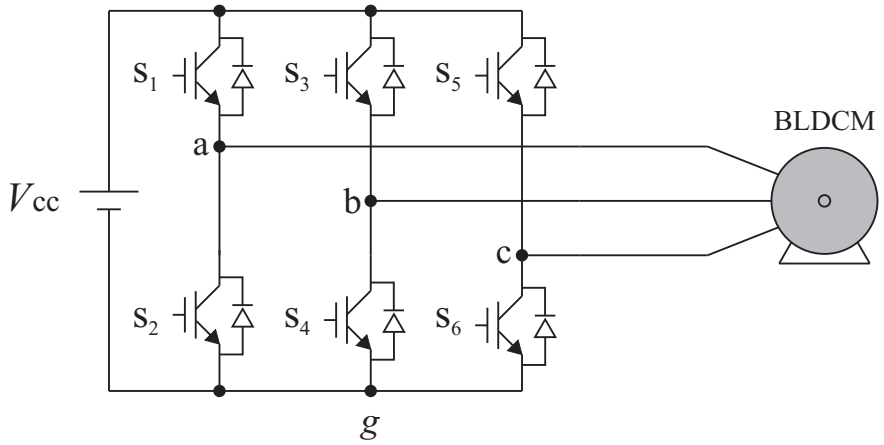

Figura 1.2: Topologia típica do conversor estático para o acionamento do BLDCM.

A informação da posição do rotor necessária ao sincronismo do circuito de acionamento é determinada de duas formas, com o uso de sensores mecânicos (sensores Hall, *enconders*, *resolvers*) que aumentam o custo e reduzem a confiabilidade do sistema, ou com técnicas de estimação sem sensores mecânicos (sensorless) (KRISHNAN, 2001). As principais técnicas de estimação de posição são descritas e analisadas em (ACARNLEY; WATSON, 2006) e (KIM; LEE; EHSANI, 2005). Dentre algumas destas técnicas tem-se a detecção da posição através da FCEM, a estimação pela variação da indutância do enrolamento estatórico, o uso de estimadores do fluxo magnético concatenado e de observadores de estados, com ou sem modelo mecânico do BLDCM. A estimativa da velocidade do rotor é uma resultante derivativa da estimativa da posição.

O emprego de sensores mecânicos em compressores herméticos é indesejável, e em geral, não é utilizado, pois a alta temperatura e pressão podem danificá-los (LEE et al., 2009). Logo, as técnicas sensorless de estimação da posição e da velocidade do rotor fundamentadas na detecção da FCEM são atrativas à indústria devido ao seu baixo custo de implementação.

1.3.1 Partida do BLDCM

A ausência de comutadores nos BLDCM leva a necessidade da definição de uma técnica de partida apropriada, pois uma partida inadequada pode produzir altas correntes estatóricas que desmagnetizam os ímãs permanentes do motor e consequentemente reduzem a sua eficiência. Para evitar isso, e definir uma técnica adequada principalmente na ausência de sensores mecânicos, são necessárias diversas informações sobre os requisitos da aplicação considerada, tais como: possibilidade da reversão no sentido de rotação do rotor, as grandezas elétricas medidas na planta, a característica do conjugado de carga e as limitações operacionais do inversor, tais como a frequência máxima de operação e a razão cíclica mínima.

A posição inicial do rotor deve ser determinada para propiciar um adequado conjugado inicial na partida. Para isso, o motor pode ser alinhado em uma posição pré-estabelecida com a alimentação de dois ou mais enrolamentos do motor (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (LEE et al., 2008), (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009), (TRAN et al., 2010), ou estimar a posição inicial através de técnicas indiretas com medidas de corrente e/ou tensão baseadas na variação da indutância do enrolamento devido a saturação magnética do estator (LEE; SUL, 2006), (ASAEI; ROSTAMI, 2009), (DINESH et al., 2010), (CHANG; TZOU, 2007), (MATSUI, 1996), (HATAKEYAMA et al., 2009), (CHAMPA et al., 2009), (LAI; SHYU; TSENG, 2003). No entanto, a saturação magnética estatórica que é função da posição do rotor, depende das características construtivas do motor. Geralmente os motores com pólos salientes no estator apresentam uma variação de indutância mais acentuada devido a concentração do fluxo magnético. Contudo, os motores com pólos não salientes podem apresentar variações na indutância que podem ser medidas.

Na operação sem sensores mecânicos e com a tradicional detecção da FCEM, o motor deve ser acelerado até uma determinada velocidade em que a FCEM possa ser detectada para estimar a posição do rotor. Esta aceleração pode ser desenvolvida com uma partida em malha-aberta (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (TRAN et al., 2010), (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009), partida em malha de corrente I-F (UNGUREAN; COROBAN-SCHRAMEL; BOLDEA, 2010), com a identificação indireta da posição do rotor através de medidas das correntes de fase e/ou das tensões dos terminais do motor (LEE; SUL, 2006), (GAMBETTA; AHFOCK, 2009), (MINGYAO; ZHIYAO; KEMAN, 2008).

1.3.2 Controle de Velocidade do Rotor com Base no Princípio do Modelo Interno

Os compressores alternativos apresentam duas etapas de operação: a sucção e a compressão do refrigerante no cilindro. Estas etapas ocorrem periodicamente durante uma revolução mecânica do rotor e provocam variações no conjugado de carga do motor que podem resultar em vibrações mecânicas e oscilações de velocidade (RASMUSSEN; RITCHIE, 1997). Uma forma de atenuar esses efeitos indesejáveis baseia-se na compensação do conjugado de carga com o conjugado eletromagnético do motor. Em vista disso, serão apresentadas técnicas com base no PMI que objetivam a rejeição dos distúrbios periódicos produzidos pelos compressores BLDC.

Os controladores fundamentados no PMI podem ser aplicados no controle de velocidade do BLDCM com o objetivo de rastreamento de velocidade de referência e a rejeição dos distúrbios periódicos, em virtude da propriedade periódica do conjugado de carga nesses compressores em regime permanente. Um controlador compatível com a estrutura operacional sensorless do BLDCM é o controlador com ação repetitiva. Essa particularidade decorre em virtude da frequência variável do conjugado de carga, sendo essa uma função do número de pólos e da velocidade de rotação do motor.

A aplicação do PMI no controle de velocidade sensorless de compressores é proposto em (LEE et al., 2009), (HUANG; YU, 2007), (CHEN; HUANG, 2010) e (NAKAMURA et al., 1991). As técnicas de controle propostas baseiam-se na compensação ativa dos distúrbios de conjugado, ou seja, a rejeição de distúrbios ocorre com a compensação direta da variação do conjugado de carga através do conjugado eletromagnético.

O algoritmo descrito por (LEE et al., 2009) utiliza uma ação repetitiva adicionada ao sinal modulante das tensões do motor. Nesse sistema, a variação do conjugado de carga é monitorada indiretamente pela diferença entre o intervalo de tempo de dois cruzamentos por zero da FCEM e o valor médio desses intervalos em uma revolução do rotor. Além disso, com a ausência de sensores de corrente e de circuitos comparadores, a detecção do ZCP (*Zero Crossing Point* da FCEM) é realizada através das tensões amostradas nos terminais da máquina (fase aberta) em relação ao negativo do barramento CC. O sistema proposto é mostrado na Figura 1.3. A principal vantagem do método é a compensação da influência das oscilações velocidade sobre as correntes de fase. No entanto, a redução das oscilações de velocidade é desprezível. Além disso, não é apresentada a metodologia de sintonia dos ganhos K_1 e K_2 referentes a ação repetitiva, sendo que estes têm relação direta com a compensação do conjugado de carga e com a estabilidade do sistema.

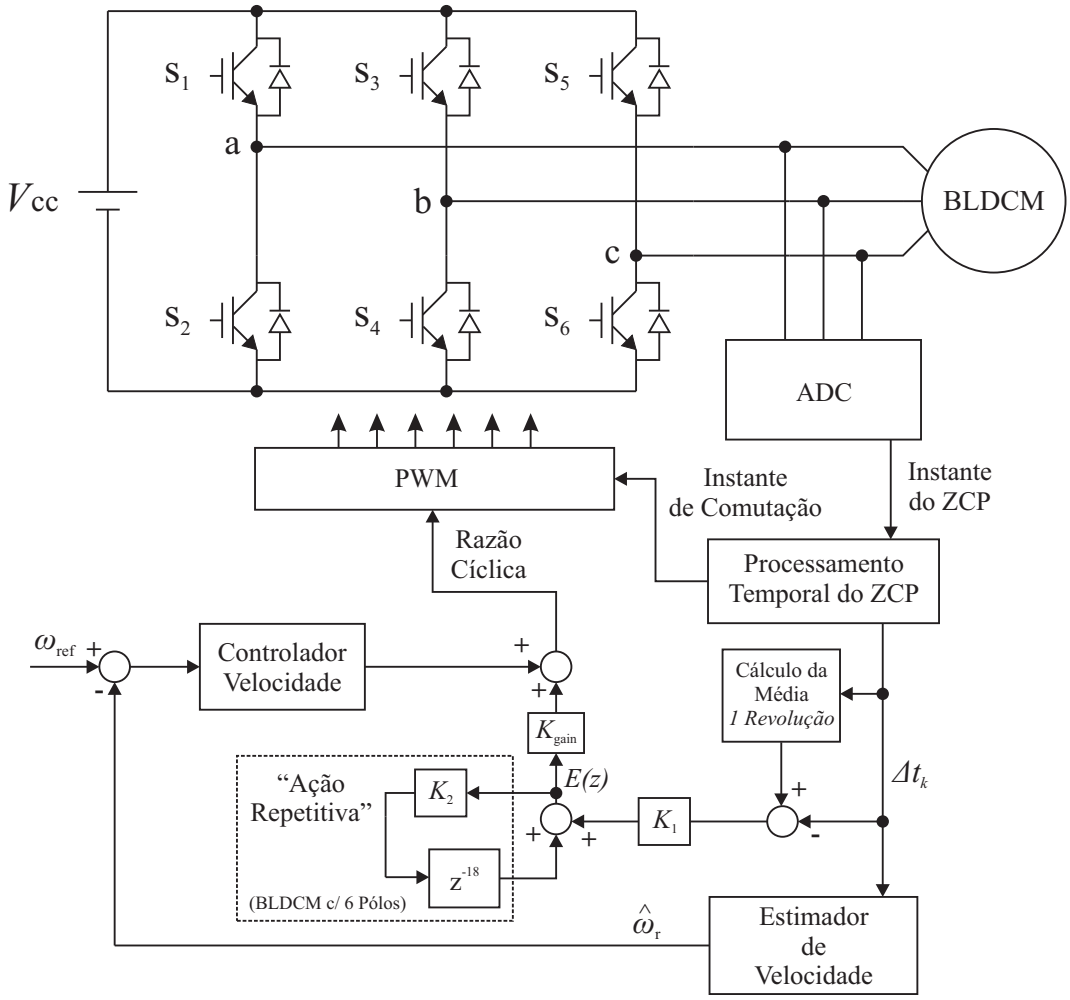

Figura 1.3: Controlador de velocidade sensorless proposto por (LEE et al., 2009).

A proposta de controle de velocidade de (CHEN; HUANG, 2010) é uma melhoria do trabalho desenvolvido por (HUANG; YU, 2007). Esse sistema baseia-se na compensação do conjugado de carga através de um ganho G_K na ação de controle determinada pelo controlador de velocidade, conforme ilustrado na Figura 1.4. O valor resultante corresponde ao sinal modulante da tensão PWM. Também, os instantes de comutação entre fases são determinados através de uma instrumentação com filtros e comparadores. A estimativa da velocidade é calculada pelo intervalo de tempo entre comutações de fase. Além disso, para produzir um conjugado de carga característico de um compressor, um sistema motor-gerador e um disco de inércia com centro de massa excêntrico é empregado. O conjugado resultante apresenta duas componentes: uma constante e uma cossenoidal na frequência de rotação do motor. A vantagem do método é a simplicidade de implementação digital e a sua robustez a variação paramétrica. Contudo, a geração dos sinais de sincronismo de forma analógica para a comutação de fase e para a estimativa da velocidade de rotação, agrega dependência dos filtros à velocidade de rotação que podem

produzir erros de fase e consequentemente erros na estimativa da velocidade reduzindo o desempenho da rejeição do conjugado de carga.

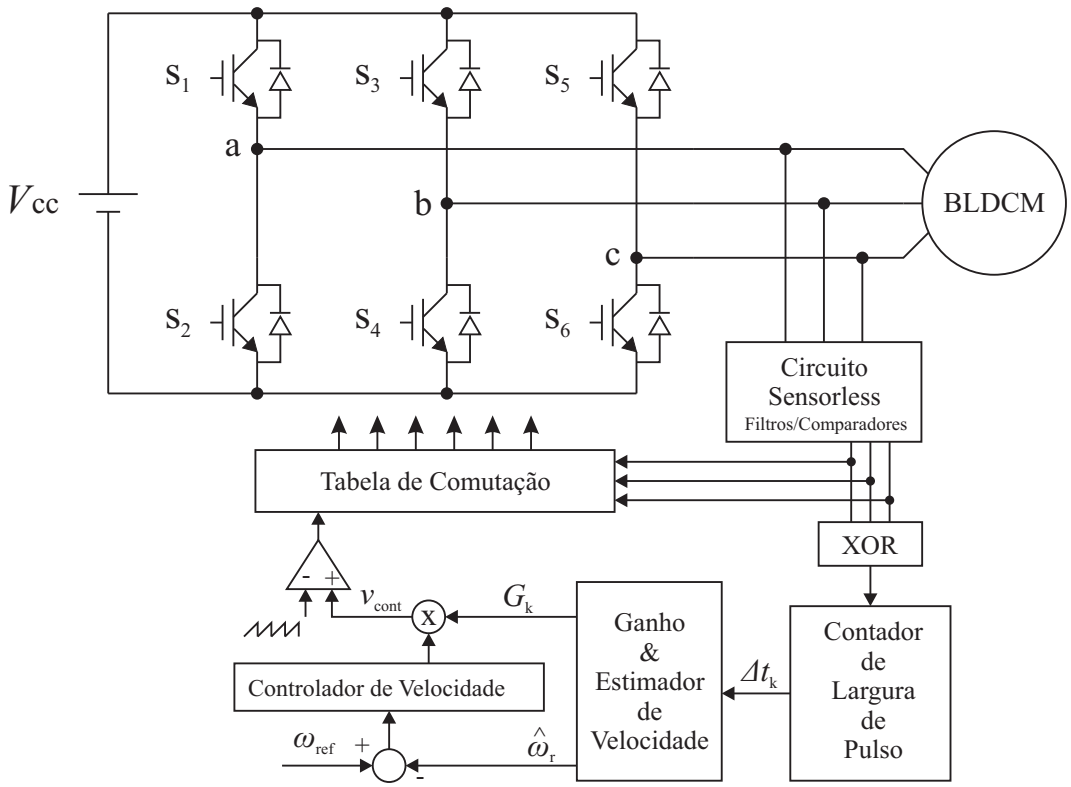

Figura 1.4: Controlador robusto de velocidade sensorless proposto por (CHEN; HUANG, 2010).

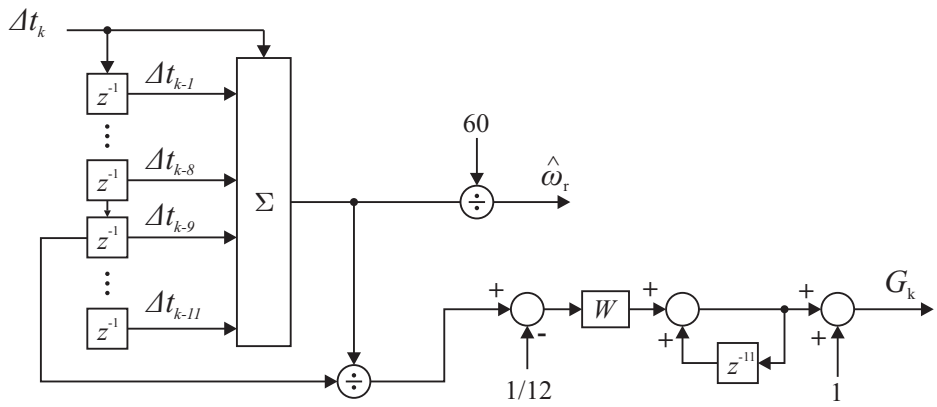

Figura 1.5: Gerador do Ganho G_K e da estimativa de velocidade de rotação.

Ao contrário das propostas anteriores, em (NAKAMURA et al., 1991) é apresentado duas estruturas de controle de velocidade sensorless, uma estrutura é constituída por uma ação repetitiva e uma proporcional-integral, conforme ilustrado na Figura 1.6, e a outra estrutura baseada em um controlador PI para controlar a velocidade média de rotação e um controlador com ação repetitiva para controlar a aceleração visando a rejeição do conjugado residual. Nestas propostas a ação de controle resultante corresponde a corrente de referência para uma malha interna de corrente. Além disso, (NAKAMURA et al., 1991)

apresentou a necessidade de ajuste de fase do controlador repetitivo a fim de obter a rejeição do conjugado de carga quando a variável de controle é a velocidade. No caso da variável de controle ser a aceleração, não há necessidade do ajuste de fase.

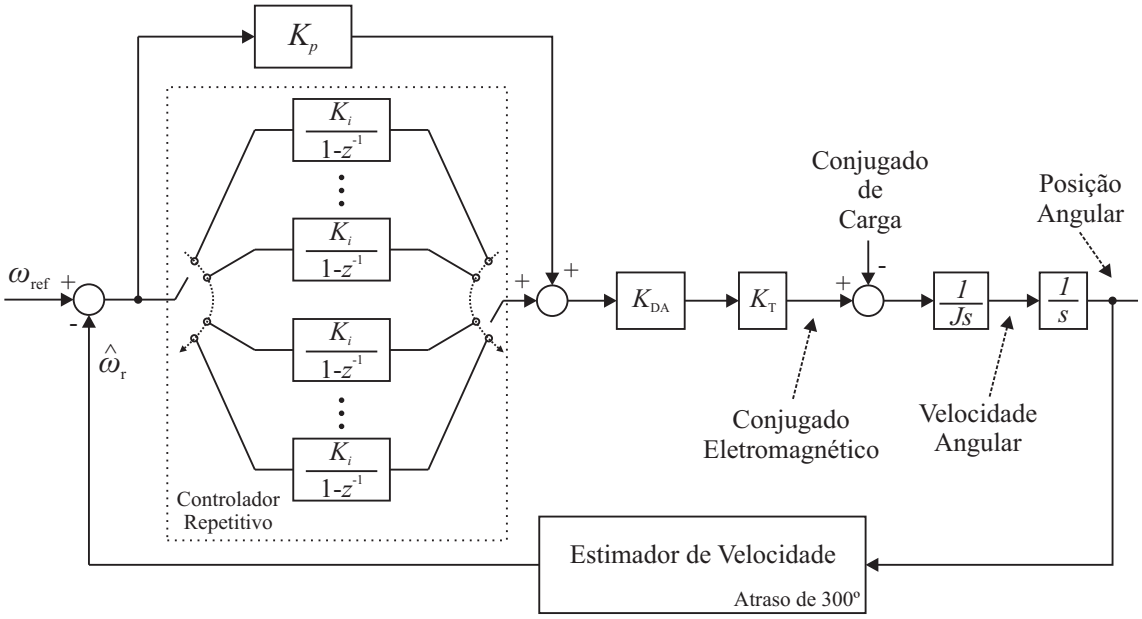

Figura 1.6: Controle de velocidade proposto por (NAKAMURA et al., 1991).

Nesta dissertação será proposto um sistema de controle de velocidade sensorless multimalhas baseado no PMI. Uma malha interna de corrente projetada para uma dinâmica rápida e uma malha externa de velocidade composto por uma ação repetitiva e outra proporcional-derivativa. Além disso, a malha de velocidade opera com frequência de amostragem variável, sendo uma função do número de pólos e da velocidade de rotação. O controlador de velocidade sintetiza uma corrente de referência de tal forma a impor um conjugado eletromagnético ao motor. O sistema de controle proposto é mostrado na Figura 1.7.

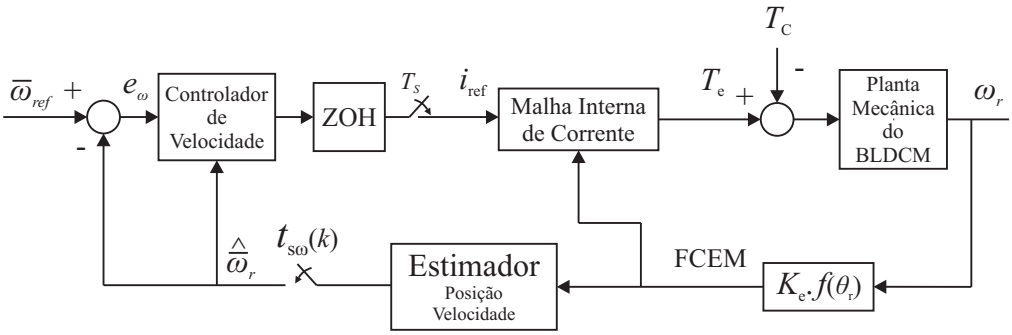

Figura 1.7: Diagrama simplificado do controle de velocidade sensorless proposto.

1.4 Organização da Dissertação

Os capítulos desta dissertação estão organizados na forma que segue.

O Capítulo 1 apresenta a motivação e os objetivos da dissertação, além de uma revisão bibliográfica sobre o tema a fim de contextualizar a dissertação na realidade atual.

No Capítulo 2 é apresentado o modelo do BLDCM, com suas características e limitações. Em seguida, são discutidas considerações sobre os aspectos construtivos do motor, bem como o modelo dinâmico do BLDCM.

O Capítulo 3 expõem as particularidades ao acionamento sensorless do BLDCM. Para isso, os seguintes tópicos são abordados: (i) Modos de operação do inversor trifásico; (ii) Padrões de modulação PWM para o BLDCM; (iii) Técnicas de estimação sensorless da posição e da velocidade do rotor baseada na FCEM.

O Capítulo 4 descreve o procedimento de partida do BLDCM e o sistema de controle de velocidade sensorless proposto com suas vantagens e desvantagens, bem como as suas particularidades operacionais e de projeto.

No Capítulo 5 são analisados e discutidos os resultados do sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless proposto. Resultados experimentais e de simulação são apresentados. O desempenho e as limitações são retratadas e investigadas.

Como complemento a dissertação, a bancada experimental do BLDCM é descrita no Apêndice A, expondo as principais particularidades na implementação. Além disso, o Anexo A mostra os detalhes da modelagem do BLDCM que é complementar ao Capítulo 2. O Anexo B apresenta métodos de partida para o BLDCM.

2 *MOTOR* BRUSHLESS DC

O BLDCM é um motor síncrono a ímãs permanentes com a densidade de fluxo magnético distribuída uniformemente no entreferro, e um estator projetado de tal forma que a FCEM seja trapezoidal quando o motor opera com velocidade constante e maior que zero (CHIASSON, 2005). Essa é uma característica intrínseca que o diferencia do motor síncrono a ímãs permanentes (PMSM) que possui a FCEM senoidal.

Neste capítulo serão abordadas as características construtivas do BLDCM, com suas definições e restrições necessárias à modelagem dinâmica do motor. Além disso, será apresentado o modelo dinâmico do BLDCM que posteriormente será utilizado nos estudos do acionamento e controle de velocidade sensorless do motor.

2.1 Características Construtivas

O aperfeiçoamento dos ímãs permanentes propiciou o desenvolvimento de máquinas CC com campos de excitação por ímãs na década de 50 (KRISNAN, 2009). Além disso, a evolução a níveis industriais das chaves semicondutoras contribuíram para a substituição dos comutadores com escovas por comutadores eletrônicos compostos por conversores estáticos. Uma consequência inevitável está presente no controle do motor, por exemplo, nas máquinas CC tradicionais, o controle da máquina poderia ser realizado através do enrolamento de campo. Contudo, nos motores a ímãs permanentes para realizar um controle "similar", é necessário utilizar técnicas de controle por orientação de campo com o modelo dinâmico representado em uma base vetorial, usualmente a Transformada de Park é empregada na mudança de base do modelo matemático (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

Segundo a classificação apresentada por (GIERAS; WING, 2002), há dois principais tipos de motores a ímãs permanentes, os motores CA (*Sinewave Motors* ou PMSM) e os motores CC (BLDCM). Os motores CA são geralmente trifásicos, com alimentação senoidal e operam segundo o princípio de campo magnético rotórico (GIERAS; WING,

2002), assim todos os enrolamentos conduzem simultaneamente e a FCEM apresenta-se na forma senoidal. Entretanto, os motores CC são geralmente alimentados com três fases defasadas em 120º, ou seja, apenas duas fases são energizadas ao mesmo tempo. O enrolamento estatórico é distribuído uniformemente de tal forma a obter a FCEM trapezoidal considerando o densidade de fluxo magnético constante (CHIASSON, 2005).

O BLDCM apresenta as seguintes vantagens em comparação aos outros tipos de motores, (YEDAMALE, 2003), (PILLAY; KRISHNAN, 1991), (SOKIRA; JAFFE, 1990), (CHIASSON, 2005), tais como:

- Larga faixa de velocidades de rotação;
- Resposta dinâmica rápida;
- Reduzido peso e volume;
- Característica linear de torque × velocidade;
- Aumento da densidade de energia;
- Pouca manutenção pela ausência de comutadores com escovas.

A desvantagem do BLDCM é a necessidade de um circuito eletrônico de acionamento sincronizado com a posição rotórica. Há casos em que esse circuito apresenta custo superior ao próprio motor, no entanto, o seu uso é justificado pela flexibilidade no acionamento e controle do motor. Além disso, no acionamento típico do motor (seis pulso - 120º), a comutação entre fases introduz oscilações indesejáveis ao conjugado eletromagnético.

2.1.1 Ímãs Permanentes

O uso de ímãs permanentes em máquinas elétricas apresenta diversas vantagens (GIERAS; WING, 2002):

- Aumento na eficiência do motor devido à redução das perdas de excitação;
- Aumento da densidade de energia, redução de volume físico e melhor resposta dinâmica em comparação com as máquinas com excitação eletromagnética;
- Simplificação de construção e manutenção.

Os materiais que apresentam a característica ferromagnética na temperatura ambiente são o cobalto, ferro e níquel. Sendo que, existem várias ligas compostas com estes materiais que estão disponíveis como ímãs permanentes aplicáveis em máquinas elétricas (KRISNAN, 2009) tais como: alnico-5, ferrite, samarium-cobalto e neodymium-boro-ferro. Estas ligas apresentam diferentes propriedades intrínsecas devido a composição e ao tratamento que recebem durante a fabricação.

O alnico permite altas densidades de fluxo magnético em altas temperaturas de operação, pois possui alta densidade de fluxo remanescente e baixos coeficientes de temperatura. No entanto a coercitividade do material é baixa e a curva de desmagnetização é não-linear, acarretando na facilidade de magnetização e desmagnetização do alnico (GIERAS; WING, 2002).

Os ferrites de Bário e Estrôncio foram criados na década de 50. O ferrite possui a força coerciva maior que o alnico, mas possui uma baixa densidade de fluxo magnético remanescente. As principais vantagens do ferrite são o seu baixo custo e alta resistência elétrica, o qual reduz as perdas por correntes parasitas (GIERAS; WING, 2002).

Os ímãs cerâmicos têm o menor custo em comparação aos demais materiais. Porém apresentam um baixo produto de energia e uma densidade de fluxo magnético inferior. Também apresentam uma variações da densidade de fluxo magnético com o aumento de temperatura (SOKIRA; JAFFE, 1990). Já os demais materiais possuem alto produto de energia, e consequentemente podem ser mais compactos, no entanto o seu custo é mais elevado que os cerâmicos.

Nas últimas décadas ocorreu o aumento da inserção de ligas que contém materiais magnéticos raros no mercado mundial. Este fato deve-se a qualidade dos ímãs visando uma alta densidade de produto de energia, alta força coerciva, curvas de desmagnetização lineares e baixos coeficientes de temperatura (GIERAS; WING, 2002). No entanto o custo ainda é um fator restritivo, devido ao fato da China ser o principal fornecedor mundial deste tipo de material, pois possui mais de 90% das reservas mundiais de materiais magnéticos raros.

Os ímãs permanentes podem ser produzidos em qualquer forma e tamanho, bem como através de composições de vários ímãs de tal forma a obter uma distribuição de fluxo magnético adequado ao projeto. O fator determinante para a escolha do formato é a configuração do rotor, ou seja, se o rotor é projetado para ímãs de superfície, inseridos ou internos, irá determinar qual é o ímã permanente mais adequado.

Os ímãs são magnetizados com uma determinada orientação ou direção como radial, paralelo ou qualquer outra. A orientação tem influência na qualidade da distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro e afeta indiretamente a densidade de energia para um dado agrupamento de ímãs (KRISNAN, 2009). A magnetização dos ímãs depende também do processo industrial de cada empresa, algumas magnetizam os ímãs na própria máquina elétrica através do estator enquanto que outras magnetizam os ímãs de forma discreta.

2.1.2 Rotor

A definição do tipo de rotor pode ser dada pela forma com a qual os ímãs permanentes são alocados no rotor. Embora o princípio de operação não se altere nas diferentes configurações, a forma construtiva determina a diferença entre a indutância de eixo de quadratura e de eixo direto. Também há variações do conjugado de relutância conforme a configuração dos ímãs.

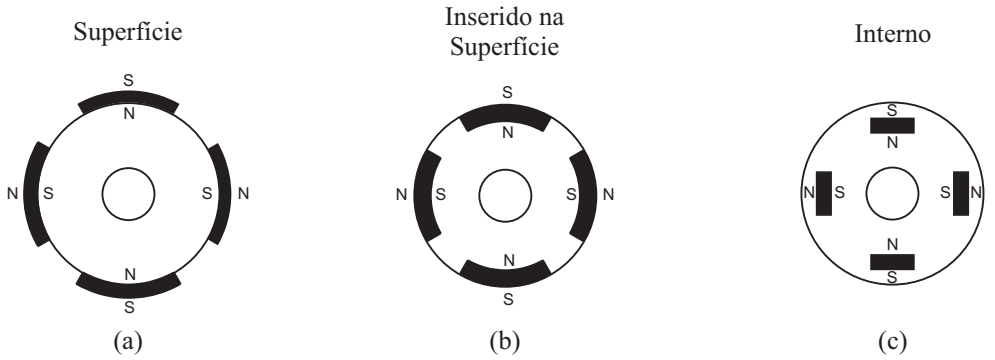

Figura 2.1: Tipos de Rotores: (a) Rotor com ímãs de superfície; (b) Rotor com ímãs inseridos na superfície; (c) Rotor com ímãs internos.

2.1.2.1 Rotor com Ímãs de Superfície

Neste tipo de rotor conforme 2.1(a), os ímãs são geralmente fixados na superfície por meio de resinas epoxi ou Kavilor Tape (KRISNAN, 2009). Esta fixação compromete a robustez mecânica, impossibilitando a operação do motor em altas rotações. A posição dos ímãs na superfície fornece uma alta densidade de fluxo magnético no entreferro da máquina e proporciona uma redução na variação da relutância, consequentemente a diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e de eixo direto é desprezível.

2.1.2.2 Rotor com Ímãs Inseridos na Superfície

A inserção dos ímãs em lacunas na superfície do rotor como mostrado na 2.1(b), reforça a robustez mecânica em comparação ao rotor com ímãs de superfície propiciando a operação em altas rotações. Contudo, com a inserção dos ímãs aumenta-se a variação da relutância, logo há impacto sobre a diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e de eixo direto.

2.1.2.3 Rotor com Ímãs Internos

O rotor com ímãs internos é um rotor com ímãs inseridos no interior do rotor conforme ilustrado na 2.1(c). Nesta configuração o rotor apresenta maior robustez mecânica do que os demais tipos de rotores, e com aplicação direta em sistemas que exigem alta velocidade de rotação. Contudo a construção deste rotor é cara e complexa, se tornando inviável em aplicações de baixo custo. A grande diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e de eixo direto devido o aumento da variação de relutância, acarreta em um conjugado de relutância considerável, sendo que o mesmo deve ser levado em conta no projeto do acionamento. O conjugado de relutância pode ser um fator positivo no aumento da eficiência do motor.

2.1.3 Estator

A construção do estator do BLDCM visa a obtenção da um FCEM trapezoidal. Para isto, o enrolamento estatórico é projetado para uma Força Magnetomotriz (FM) retangular, onde o seu enrolamento estatórico geralmente é concentrado com camada simples, dupla ou multi-camadas podendo ser também distribuído ou modular. Quando há mais de uma bobina, usualmente a conexão é em série. Logo, o baixo custo de fabricação é presente neste tipo de motor devido a simplicidade construtiva.

O uso do enrolamento estatórico concentrado em BLDCM conforme Figura 2.2 é justificado pelas redução do cobre, redução do tamanho axial e simplicidade construtiva. Contudo há desvantagens, como o alto conjugado de borda (*Cogging Torque*), baixo fator de enrolamento, redução da saliência (CHONG; DUTTA; RAHMAN, 2007).

A tolerância à componentes harmônicas da FCEM por causa da operação característica do BLDCM acarreta na presença de harmônicas de alta ordem que aumentam as perdas e assim reduzindo a eficiência do motor.

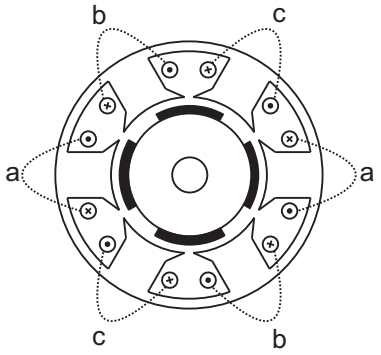

Figura 2.2: Exemplo de BLDCM trifásico com 4 pólos e enrolamento concentrado de duas camadas.

2.2 Modelo Dinâmico do BLDCM

A representação dinâmica do BLDCM através de um modelo matemático adequado é fundamental para análise, simulação e projeto de um motor. Sendo que, a análise matemática do BLDCM pode ser realizada através da resolução direta das equações diferenciais analíticas do motor ou pelo método dos elementos finitos. Os dois métodos possuem suas particularidades e simplificações convenientes, logo a definição da análise é estipulada com base nos objetivos em questão, sejam eles visando o projeto físico, o acionamento elétrico ou o projeto de controle.

Com o objetivo de obter as equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico do sistema, foram utilizadas as seguintes hipóteses:

Definição do motor:

- Motor síncrono a ímãs permanentes sem escovas;
- Rotor com ímãs permanentes de superfície;
- Dois pólos;
- Enrolamento estatórico equilibrado e distribuído uniformemente;
- Estator com pólos não-salientes.

Considerações:

- Campo magnético nulo no ferro;
- Não há saturação magnética;

- A distância angular entre ímãs é desprezada.

Detalhes sobre o modelo matemático do BLDCM é apresentado no Anexo A.

2.2.1 Representação do Modelo Dinâmico do BLDCM em Espaço de Estados

Com base nas deduções apresentadas no Anexo A, as equações dinâmicas do BLDCM em termos dos parâmetros elétricos concentrados do motor é dado por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde, v_j é a tensão de fase do enrolamento j, i_j é a corrente de fase do enrolamento j, e_j é a FCEM da fase j, L_j é a indutância própria da fase j, M é indutância mútua do BLDCM, R_j é a resistência da fase j e θ_r é o ângulo mecânico do rotor. Com $j = a, b, c$.

Em virtude da simetria dos enrolamentos de fase do BLDCM, define-se, $R_a = R_b = R_c \triangleq R$, e $L_a = L_b = L_c \triangleq L$. Considerando as correntes estatóricas balanceadas, $i_a + i_b + i_c = 0$, logo o modelo da equação (2.1) pode ser simplificado como:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Da equação (2.2) tem-se a representação do BLDCM com um inversor trifásico, como ilustrado na Figura 2.3.

O conjugado eletromagnético é determinado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} \left[e_a(\theta_r) i_a + e_b(\theta_r) i_b + e_c(\theta_r) i_c \right]. \quad (2.3)$$

onde, T_e é o conjugado eletromagnético do BLDCM e ω_r é a velocidade angular de rotação.

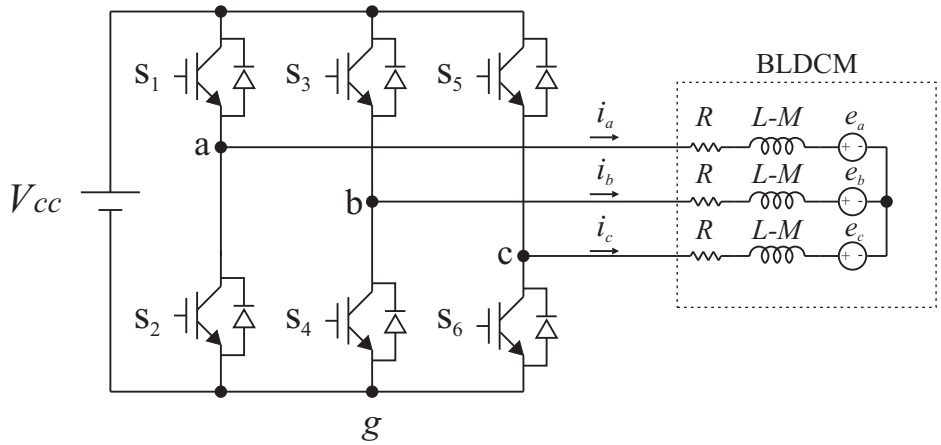

Figura 2.3: Representação do BLDCM em parâmetros concentrados.

As equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico mecânico são:

$$J\frac{d}{dt}\omega_r = T_e - T_c - B\omega_r, \tag{2.4}$$

$$\frac{d}{dt}\theta_r = \frac{P}{2}\omega_r, \tag{2.5}$$

onde, J é a constante de inércia do BLDCM, B é o coeficiente de atrito viscoso, T_c é o conjugado de carga e P é o número de pólos do motor.

Expressando as equações (2.2), (2.3) e (2.4) em equações em espaço de estados na forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u}, \tag{2.6}$$

determina-se o seguinte vetor de estados,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & \omega_r & \theta_r \end{bmatrix}^T, \tag{2.7}$$

o vetor de entrada,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) & e_b(\theta_r) & e_c(\theta_r) & T_c \end{bmatrix}^T, \tag{2.8}$$

a matriz de estado,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{e_a(\theta_r)}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & -\frac{e_b(\theta_r)}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & -\frac{e_c(\theta_r)}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ \frac{e_a(\theta_r)}{\omega_r} & \frac{e_b(\theta_r)}{\omega_r} & \frac{e_c(\theta_r)}{\omega_r} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.9}$$

e a matriz de entrada,

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{2.10}$$

As forças contra-eletromotrizes de fase são apresentadas na Figura 2.4.

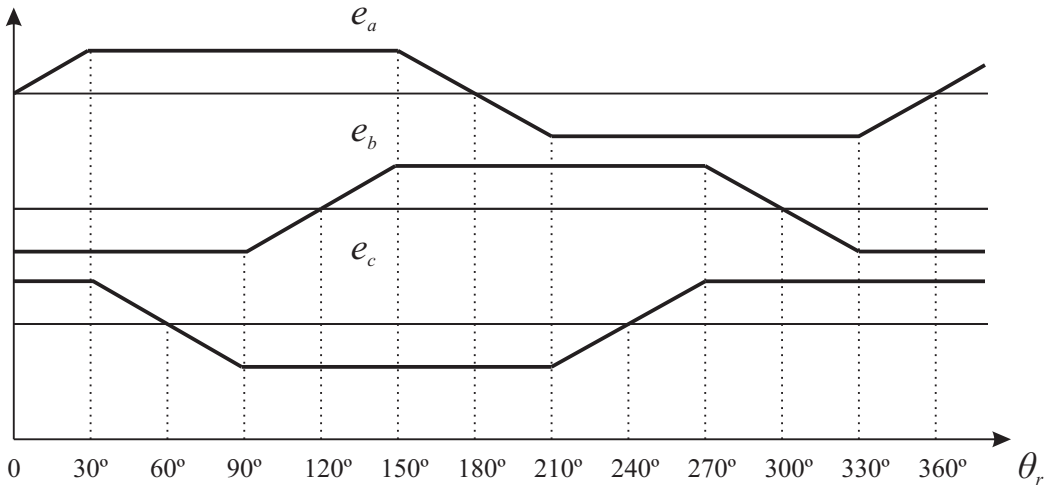

Figura 2.4: Forças contra-eletromotrizes em função da posição do rotor.

2.3 Propósitos e Limitações do Modelo

O modelo dinâmico apresentado destina-se ao estudo de técnicas de acionamento e controle sensorless do BLDCM, sendo possível a determinação operacional básica do motor. Assim, este modelo não engloba a saturação magnética do ferro, nem as não idealidades das características construtivas e de magnetização dos ímãs permanentes. Portanto, esse modelo dinâmico não é adequado para o estudo magnético, bem como para o projeto do BLDCM.

Para estudos que englobam questões de caráter eletromagnético, o método dos elementos finitos (MEF) é largamente empregado. Uma importante vantagem do MEF sobre as equações analíticas aproximadas é a característica intrínseca de cálculo dos efeitos de reação de armadura, indutâncias, variações do torque eletromagnético com a posição, caracterização do fluxo magnético ao longo da estrutura do ferro, cálculo de perdas por correntes parasitas (CHIASSON, 2005), (GIERAS; WING, 2002), ou seja, o MEF agrega intrinsecamente a solução para problemas eletromagnéticos que analiticamente são complexas e/ou inviável.

2.4 Conclusão

As particularidades do BLDCM foram apresentadas nesse capítulo, no qual as principais características construtivas são discutidas, assim como os aspectos que o diferenciam do motor síncrono a ímãs permanentes. Em seguida, o modelo dinâmico do motor foi apresentado e suas limitações e propósitos comentados.

3 ACIONAMENTO DO BLDCM

Como apresentado no capítulo anterior, o BLDCM possui a FCEM no formato trapezoidal. Desta forma, para produzir um conjugado eletromagnético constante, as correntes de fase devem ser retangulares e sincronizadas com a posição do rotor. Para isso, a principal topologia de conversor estático adotada é o inversor trifásico operando no modo seis pulsos 120º. Esse modo de operação, além de proporcionar a síntese de correntes retangulares, disponibiliza uma forma de identificação da posição do rotor pela detecção da FCEM.

Neste capítulo serão apresentados os modos de operação do inversor trifásico operando no modo seis pulsos 120º com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) aplicados ao circuito mostrado na Figura 3.1. Além disso, os principais padrões de condução das chaves semicondutoras encontrados na literatura serão analisados. Também, será apresentado o modelo médio em espaço de estados da operação ideal do inversor PWM. Finalmente, as técnicas de identificação da posição através da FCEM serão discutidas e um algoritmo de mínimos quadrados para otimizar a detecção do cruzamento por zero da FCEM será proposto.

3.1 Operação do Inversor Trifásico

O circuito elétrico apresentado na Figura 3.1 será utilizado como referência para as análises e discussões ao longo desta seção.

As formas de onda das FCEM de fase, das correntes de fase a, b e c, e dos sinais de comando das chaves semicondutoras da operação do inversor durante um ciclo elétrico da FCEM estão ilustradas na Figura 3.2. Salienta-se que a escolha dos IGBTs é meramente ilustrativa, pois dependendo da aplicação, IGBTs ou MOSFETs podem ser usados. Conforme mostrado na Figura 3.2, um ciclo elétrico pode ser divido em doze setores de 30º elétricos de acordo com dois eventos, o cruzamento da FCEM por zero (círculo) e a comutação de fase (linhas cruzadas). Como referência, o setor 1 é definido na comutação

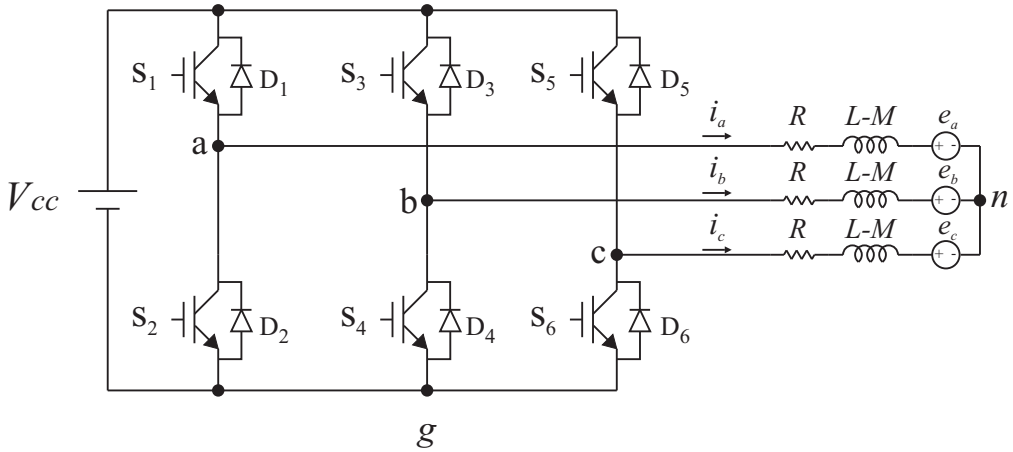

Figura 3.1: Circuito de acionamento elétrico do BLDCM.

da fase a. Cada fase permanece energizada durante dois intervalos de 120º elétricos.

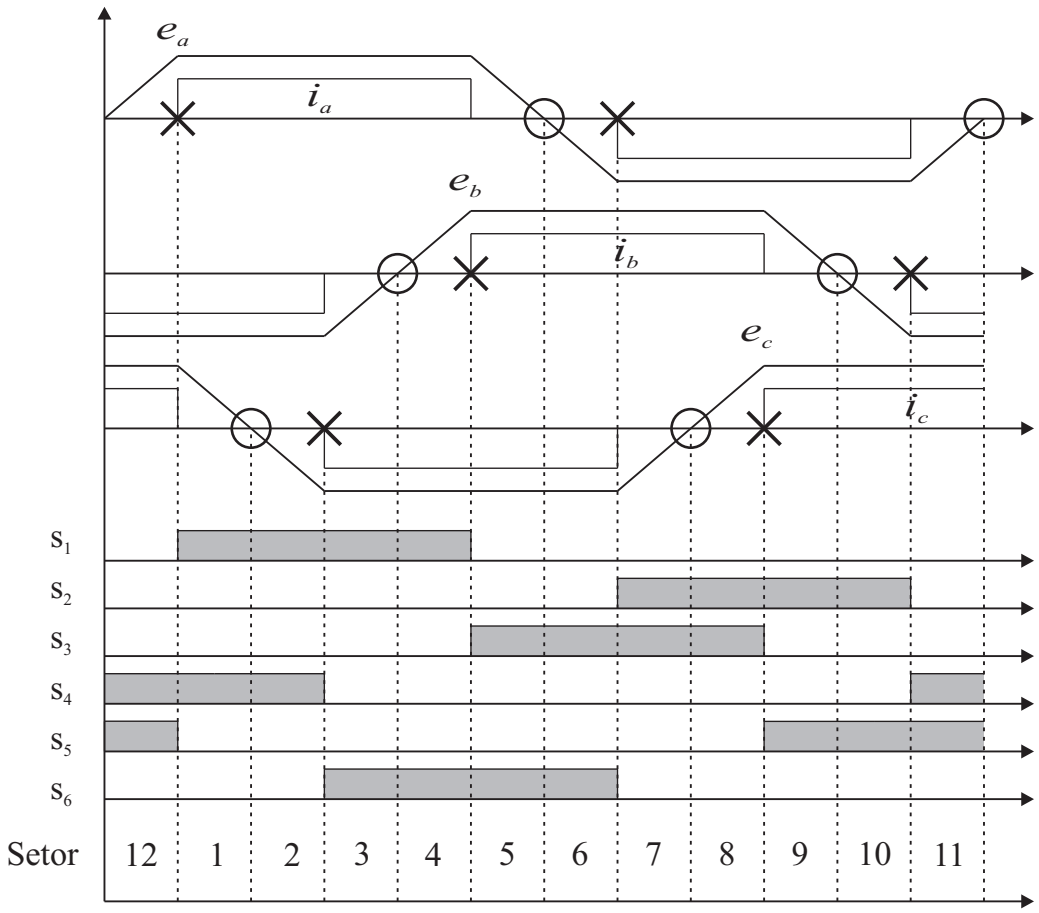

Figura 3.2: Formas de onda da operação em seis pulsos 120º.

Uma particularidade crucial na operação do inversor trifásico é a necessidade da posição do rotor. Esse sincronismo define os instantes de tempo para a comutação entre fases. Qualquer variação nesses instantes provocam oscilações acentuadas nas correntes de fase e consequentemente no conjugado eletromagnético do motor.

A propriedade da síntese das tensões de saída no inversor depende do tipo de modulação adotada, seja ela PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) ou PWM. O PAM é pouco aplicado em sistemas de refrigeração e condicionamento de ar em comparação ao PWM, pois se faz necessário um estágio de entrada adicional, geralmente um conversor elevador de tensão controlado (LAI et al., 2007). O estágio adicional, além de aumentar o custo do circuito, reduz a confiabilidade do sistema por ser um elemento série no fluxo de potência.

A caracterização dos modos de operação do sistema ilustrado na Figura 3.1, pode ser realizada com a análise dos estados de condução de apenas dois braços do inversor. Devido a simetria do sistema, os estados de operação dos demais braços podem ser determinados por analogia.

Como referência para o estudo dos modos de operação, foram escolhidos os períodos correspondentes a condução da fase a e da fase b do BLDCM, que corresponde aos setores 1, 2, 7 e 8. Desta forma, os possíveis estados de condução do inversor trifásico de acordo com o sentido da corrente de fase a, são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Sinais de comando com seus respectivos modos de operação.

Sinais de Comando				Modo	
S_1	S_2	S_3	S_4	$i_a > 0$	$i_a < 0$
0	0	0	0	B	C
0	0	0	1	A	C
0	0	1	0	B	D
0	0	1	1	–	
0	1	0	0	B	A
0	1	0	1	A	A
0	1	1	0	B	B
0	1	1	1	–	–
1	0	0	0	D	C
1	0	0	1	C	C
1	0	1	0	D	D
1	0	1	1	–	–
1	1	0	0	–	–
1	1	0	1	–	–
1	1	1	0	–	–
1	1	1	1	–	–

Para a análise dos modos de operação são definidas as seguintes hipóteses:

$$i_a + i_b + i_c = 0\,, \tag{3.1}$$

$$i_c = 0\,. \tag{3.2}$$

Os modos A, B, C e D são condições gerais que representam as quatro possibilidades de síntese de tensão linha, sendo esta análise referenciada na tensão de linha v_{ab} e na condição da corrente de fase i_a. Os estados de condução que provocam o curto circuito do barramento CC são descartados. Salienta-se que em condições reais de acionamento, outros modos de operação podem ocorrer dependendo da transição entre os modos A, B, C e D que podem apresentar a condução da corrente i_c através dos diodos D_5 ou D_6. Nas próximas subseções, os modos de operação A, B, C e D serão descritos, indicando as principais grandezas necessárias às futuras análises.

3.1.1 Modo de Operação A

Ao analisar o modo de operação A ilustrado na Figura 3.3, conclui-se que não há fluxo de corrente no barramento CC. Este modo ocorre conforme os estados de condução apresentados na Tabela 3.2. Pode-se observar que independente dos sinais de comando das chaves, uma chave e um diodo estão em condução. Este modo é caracterizado pela ausência de fluxo de energia do barramento ao motor, ou seja, ocorre a conexão de dois terminais entre si possibilitando a dissipação da energia acumulada do BLDCM.

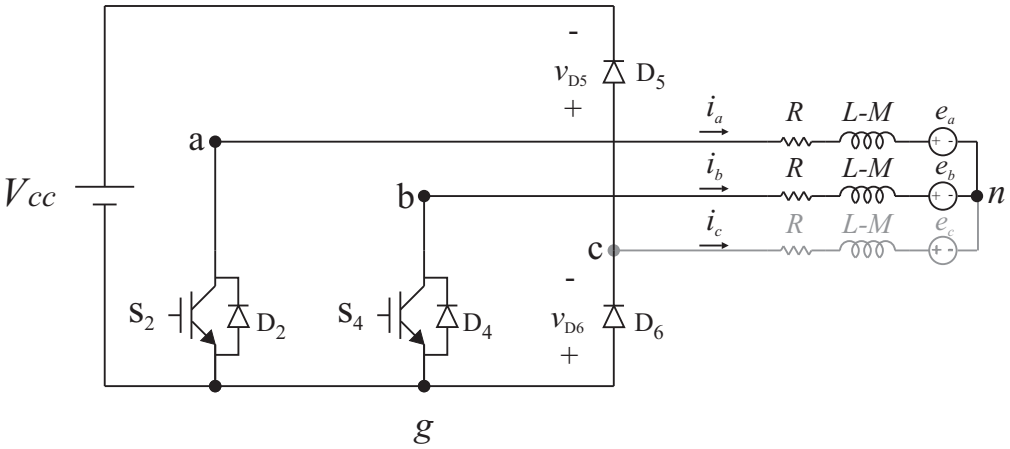

Figura 3.3: Modo de operação A.

Tabela 3.2: Estados de condução do modo de operação A.

Condição	S_2	S_4	D_2	D_4
$i_a > 0$	1	1	Conduz	–
$i_a > 0$	0	1	Conduz	–
$i_a < 0$	1	0	–	Conduz
$i_a < 0$	1	1	–	Conduz

Aplicando as Leis de Kirchoff no circuito equivalente mostrado na Figura 3.3,

determinam-se as seguintes tensões de linha nos terminais do motor:

$$v_{ab} = 0\,, \tag{3.3}$$

$$v_{bc} = \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,, \tag{3.4}$$

$$v_{ca} = -\frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.5}$$

Analogamente, as tensões sobre os diodos antiparalelos relativos ao braço que não conduz são dadas por:

$$v_{D5} = -V_{cc} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,, \tag{3.6}$$

$$v_{D6} = \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,. \tag{3.7}$$

A tensão da fase c relativa ao negativo do barramento CC é expressa por:

$$v_{cg} = -\frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.8}$$

Essa tensão é utilizada nos métodos de estimação da posição do rotor fundamentados na FCEM.

3.1.2 Modo de Operação B

No modo de operação B, há o fluxo de energia do motor ao barramento CC quando $i_a > 0$, como mostra a Figura 3.4. Ao contrário do modo A, apenas um estado de condução é possível quando corrente de fase for negativa. Os estados de condução podem ser observados na Tabela 3.3.

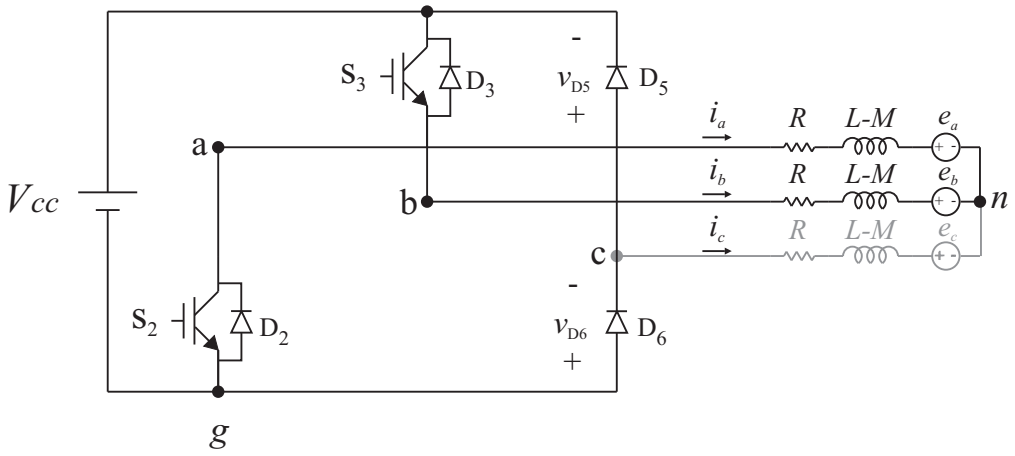

Figura 3.4: Modo de operação B.

Tabela 3.3: Estados de condução do modo de operação B.

Condição	S_2	S_3	D_2	D_3
$i_a > 0$	1	1	Conduz	Conduz
$i_a > 0$	0	1	Conduz	Conduz
$i_a > 0$	1	0	Conduz	Conduz
$i_a < 0$	1	1	–	–

Com referência a Figura 3.4, as tensões de linha nos terminais do motor são:

$$v_{ab} = -V_{cc}\,, \tag{3.9}$$

$$v_{bc} = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,, \tag{3.10}$$

$$v_{ca} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.11}$$

As tensões sobre os diodos antiparalelos relativos ao braço que não conduz são dadas por:

$$v_{D5} = -\frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,, \tag{3.12}$$

$$v_{D6} = -\frac{V_{cc}}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,. \tag{3.13}$$

A tensão da fase c relativa ao negativo do barramento CC é expressa por:

$$v_{cg} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.14}$$

3.1.3 Modo de Operação C

O modo de operação C caracteriza-se pelo fluxo de energia do barramento CC para o motor, como mostra a Figura 3.5. Os estados de condução deste modo são apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Estados de condução do modo de operação C.

Condição	S_1	S_4	D_1	D_4
$i_a > 0$	1	1	–	–
$i_a < 0$	0	1	Conduz	Conduz
$i_a < 0$	1	0	Conduz	Conduz
$i_a < 0$	1	1	Conduz	Conduz

As tensões de linha nos terminais do motor são:

$$v_{ab} = V_{cc}\,, \tag{3.15}$$

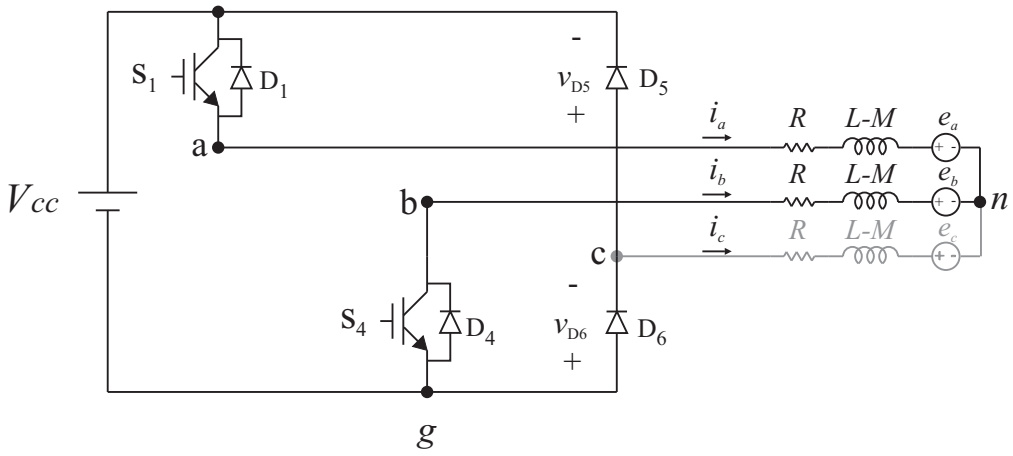

Figura 3.5: Modo de operação C.

$$v_{bc} = -\frac{V_{cc}}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,, \tag{3.16}$$

$$v_{ca} = -\frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.17}$$

As tensões sobre os diodos antiparalelos relativos ao braço que não conduz são dadas por:

$$v_{D5} = -\frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,, \tag{3.18}$$

$$v_{D6} = -\frac{V_{cc}}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,. \tag{3.19}$$

A tensão da fase c relativa ao negativo do barramento CC é expressa por:

$$v_{cg} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.20}$$

3.1.4 Modo de Operação D

O modo de operação D tem característica funcional simétrica ao modo de operação A, como mostra a Figura 3.6. Os estados de condução deste modo são apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Estados de condução do modo de operação D.

Condição	S_1	S_3	D_1	D_3
$i_a > 0$	1	1	–	Conduz
$i_a > 0$	1	0	–	Conduz
$i_a < 0$	0	1	Conduz	–
$i_a < 0$	1	1	Conduz	–

Segundo as Leis de Kirchoff, as tensões de linha nos terminais do motor do circuito

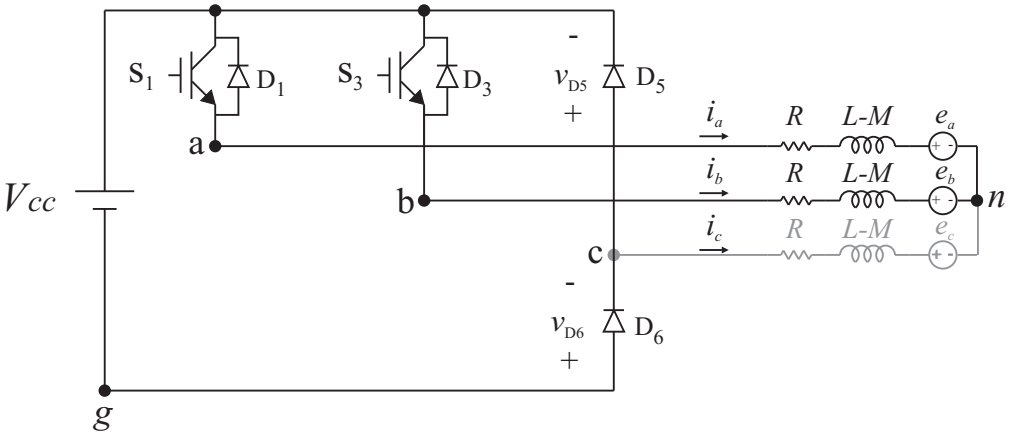

Figura 3.6: Modo de operação D.

equivalente da Figura 3.6 são:

$$v_{ab} = 0\,, \tag{3.21}$$

$$v_{bc} = \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,, \tag{3.22}$$

$$v_{ca} = -\frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.23}$$

As tensões sobre os diodos antiparalelos relativos ao braço que não conduz são dadas por:

$$v_{D5} = -\frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,, \tag{3.24}$$

$$v_{D6} = -V_{cc} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c\,. \tag{3.25}$$

A tensão da fase c relativa ao negativo do barramento CC é expressa por:

$$v_{cg} = V_{cc} - \frac{e_a + e_b}{2} + e_c\,. \tag{3.26}$$

3.2 Padrões de Modulação PWM

A definição de um padrão de comutação PWM tem influência no desempenho de operação do inversor trifásico (LAI; LIN, 2010). A diferença entre os padrões pode ser constatada em detalhes tais como: a possibilidade de corrente reversa no barramento CC durante a roda livre de um diodo, condução da "fase aberta" por um diodo e restrições de escolha do circuito de *driver* das chaves (LAI; LIN, 2006a).

O padrão de comutação 1 conforme ilustrado na Figura 3.7, é caracterizado pela condução contínua por 120º elétricos das chaves inferiores do inversor intercaladas em 60º elétricos em relação ao final de comutação da chave superior, quando estas comutam em

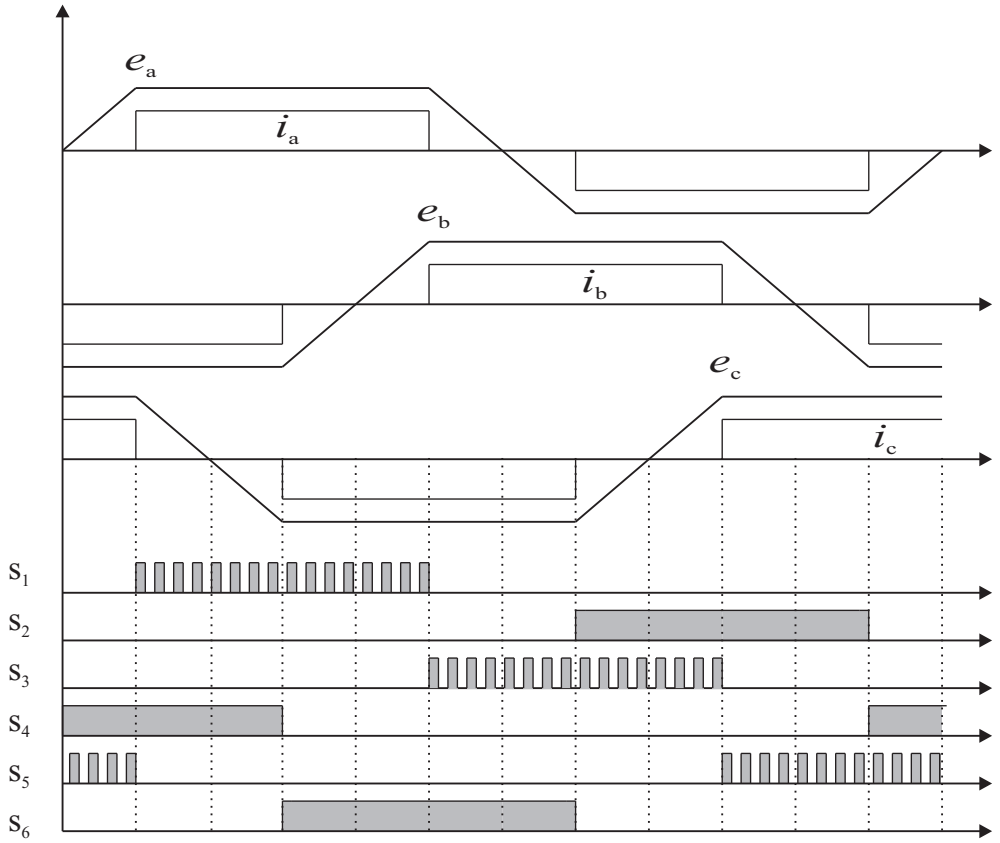

Figura 3.7: Padrão de comutação 1 (NAGATE et al., 1993), (BOURGEOIS et al., 1999), (SU; MCKEEVER, 2004).

uma frequência fixa com a variação da largura de pulso. Devido à simetria do acionamento, os sinais de comando das chaves superiores assim como das chaves inferiores do inversor são defasadas em 120º elétricos.

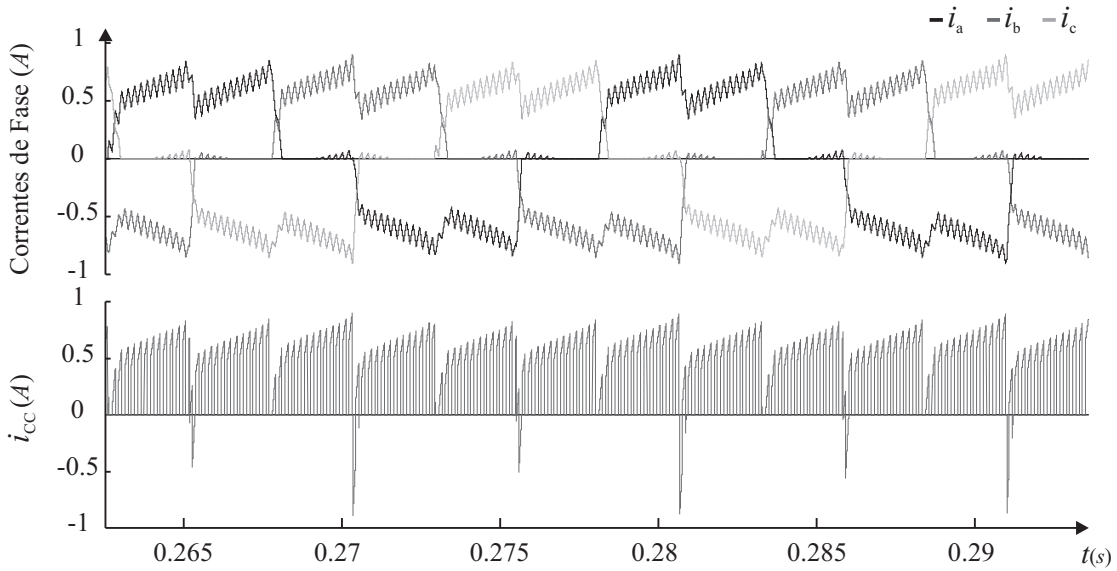

Figura 3.8: Correntes produzidas pelo padrão de comutação 1.

Com base nos modos de operação descritos anteriormente e por meio de uma análise comparativa entre a Figura 3.7 e a Figura 3.8, é possível observar a condução da "fase aberta" próximo a uma comutação entre fases, exatamente quando FCEM da fase aberta é negativa. Essa condução ocorre quando o diodo inferior do inversor entra em condução devido ao modo de operação A, ou seja, a tensão resultante sobre o diodo D_6 referente à "fase aberta" é positiva. Também, observa-se uma corrente reversa temporária no barramento durante a transição do modo de operação C para o modo de operação B. Esse fato ocorre durante a etapa de roda livre por um diodo, no período da comutação entre fases.

Semelhante ao padrão anterior, o padrão de comutação 2 é simétrico com as condução contínua das chaves superiores e a comutação com variação da largura de pulsos das chaves inferiores, conforme Figura 3.9.

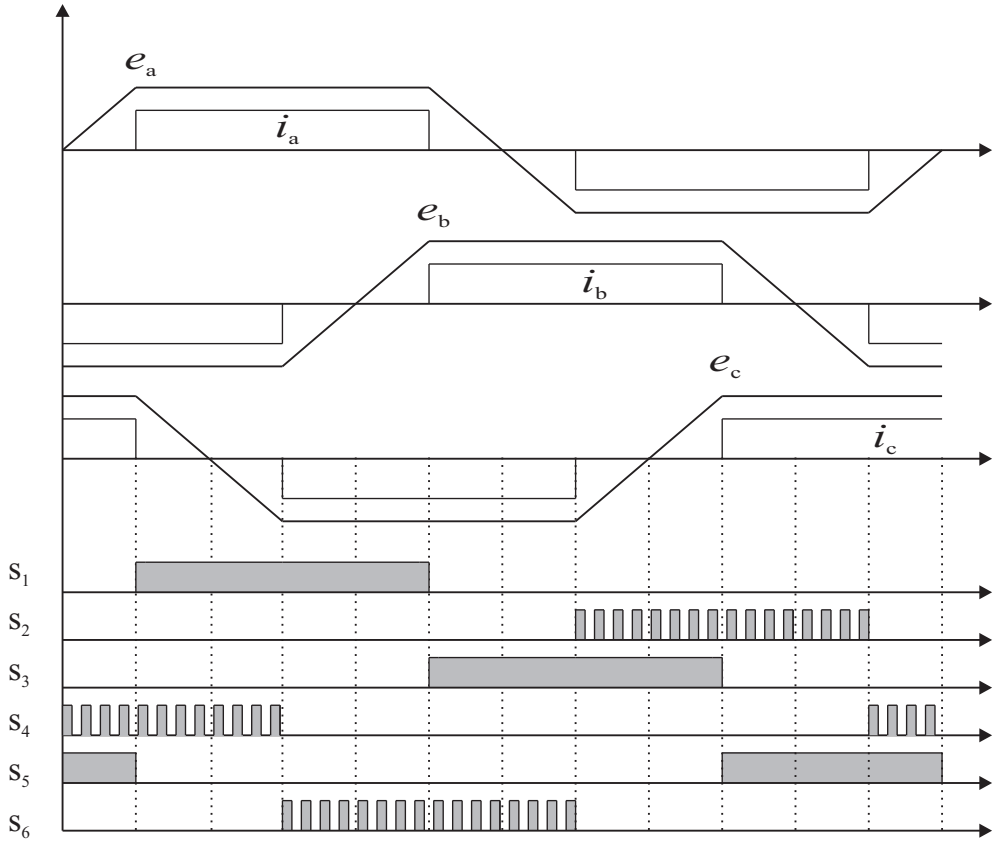

Figura 3.9: Padrão de comutação 2

Comparando as Figuras 3.7 e 3.8, é possível observar a condução da "fase aberta" antes e após uma comutação entre fases, justamente quando FCEM da fase aberta é positiva. A condução da fase ocorre por um diodo do lado superior do inversor, em virtude do modo de operação D, ou seja, a tensão resultante sobre o diodo D_5 referente "fase aberta" é positiva. Observa-se corrente reversa do barramento quando há a transição do modo de

operação B para o modo C com a inversão do sentido de corrente durante a roda livre.

O padrão de comutação 2 aplicado em *drives Bootstraps* dificulta a operação do *driver* segundo as especificações dos fabricantes. Com a condução contínua das chaves superiores, pode não ser possível proceder adequadamente as etapas de carga e descarga do capacitor *Bootstrap*.

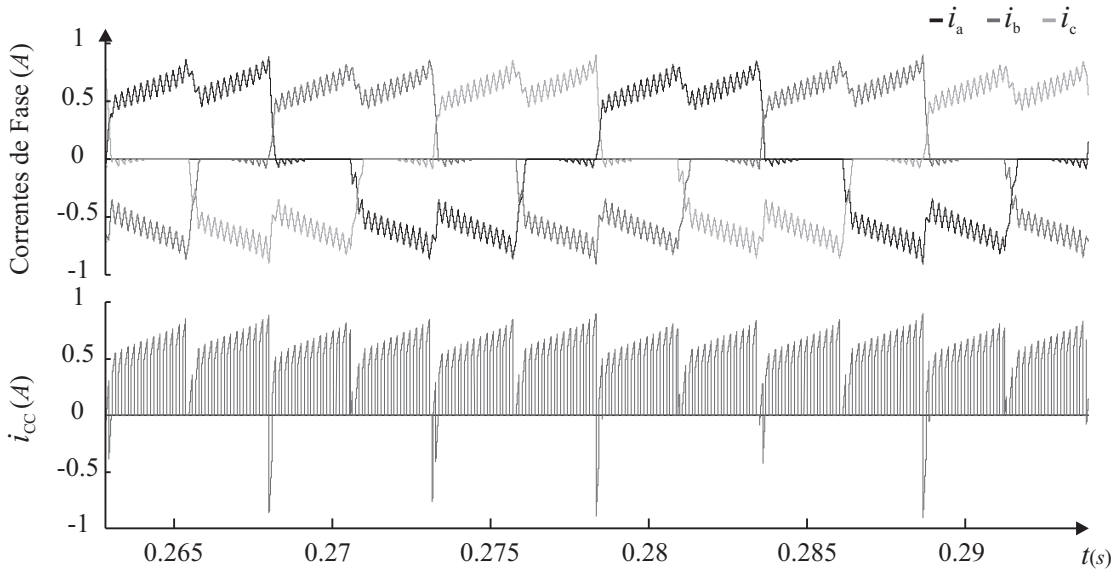

Figura 3.10: Correntes produzidas pelo padrão de comutação 2.

Nos padrões anteriores, as perdas de comutação e de condução das chaves superiores e inferiores são diferentes. De forma a distribuir as perdas entre as chaves, são apresentados em seguida três padrões de comutação simétricos.

O primeiro padrão com simetria de 60º elétricos é padrão de comutação 3 como apresentado na Figura 3.11. Durante os primeiros 60º elétricos em uma comutação de fase, os sinais de comando das chaves são determinados segundo a variação da largura de pulsos. Nos próximos 60º elétricos, as chaves conduzem continuamente. O padrão de comutação 3 é caracterizado pela condução da "fase aberta" sempre após a comutação entre fases, com alternância da condução do diodo entre o modo de operação D e o modo de operação E. Ainda, em todas as comutações é possível observar instantes com corrente reversa no barramento CC.

Como mostrado na Figura 3.13, o padrão de comutação 4 tem simetria inversa ao último padrão analisado. Esse padrão apresenta a condução da "fase aberta" antes de uma comutação entre fases com alternância entre o modo de operação A e o modo de operação D, como mostrado na Figura 3.14. Além disso, nota-se a ausência de corrente reversa no barramento CC, pois quando há uma comutação entre fases na etapa de roda livre, a fase correspondente está conectada diretamente com outro terminal do motor.

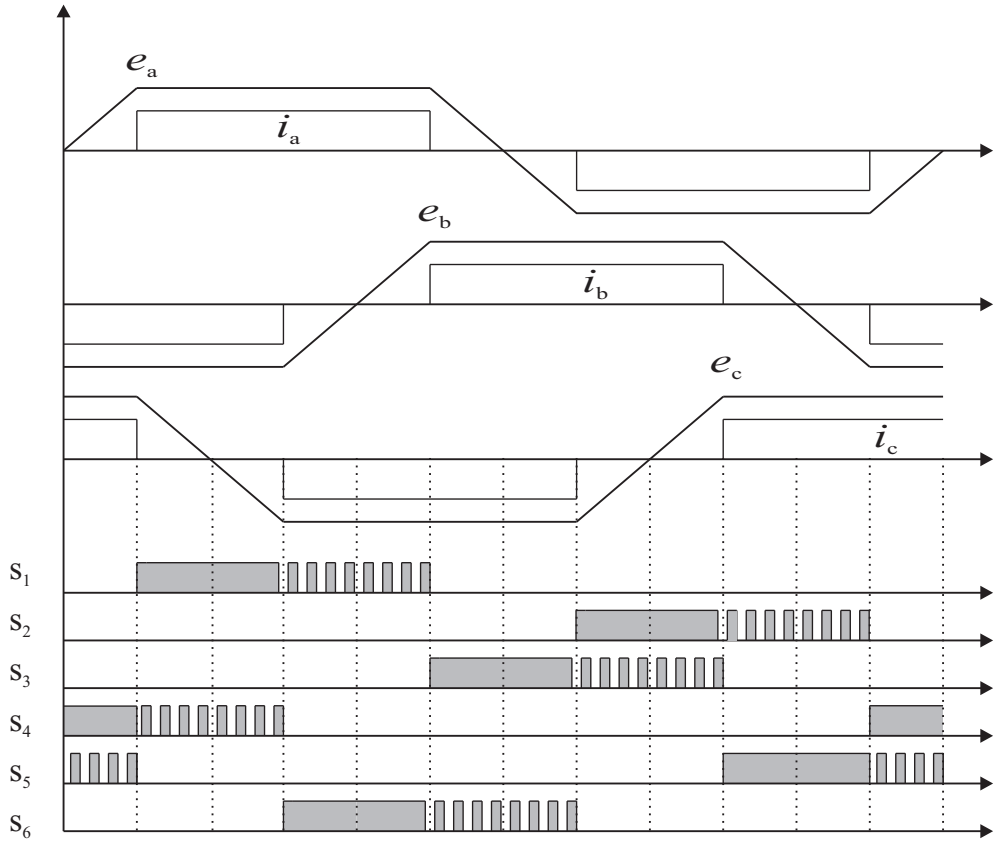

Figura 3.11: Padrão de comutação 3 (SHAO et al., 2003), (SU; MCKEEVER, 2004), (BECERRA; JAHNS; EHSANI, 1991).

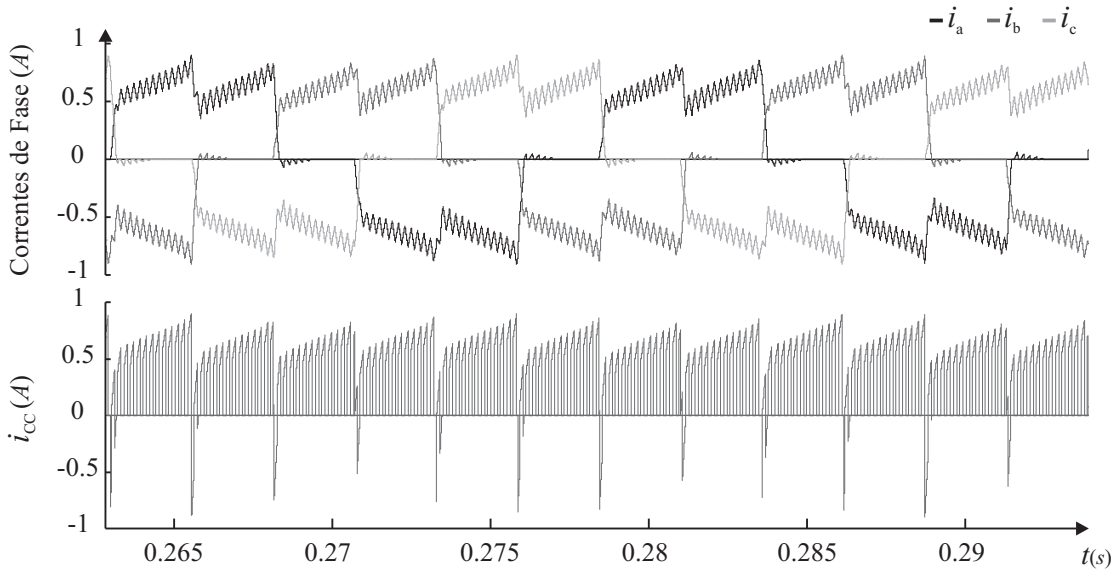

Figura 3.12: Correntes produzidas pelo padrão de comutação 3.

Diferentemente dos últimos padrões simétricos, o padrão de comutação 5 tem simetria de 30º elétricos, como mostrado na Figura 3.15. Esse padrão, além de não apresentar condução da "fase aberta", não apresenta corrente reversa no barramento CC como mostra a Figura 3.16. Além disso, as perdas no inversor trifásico são distribuídas entre as chaves.

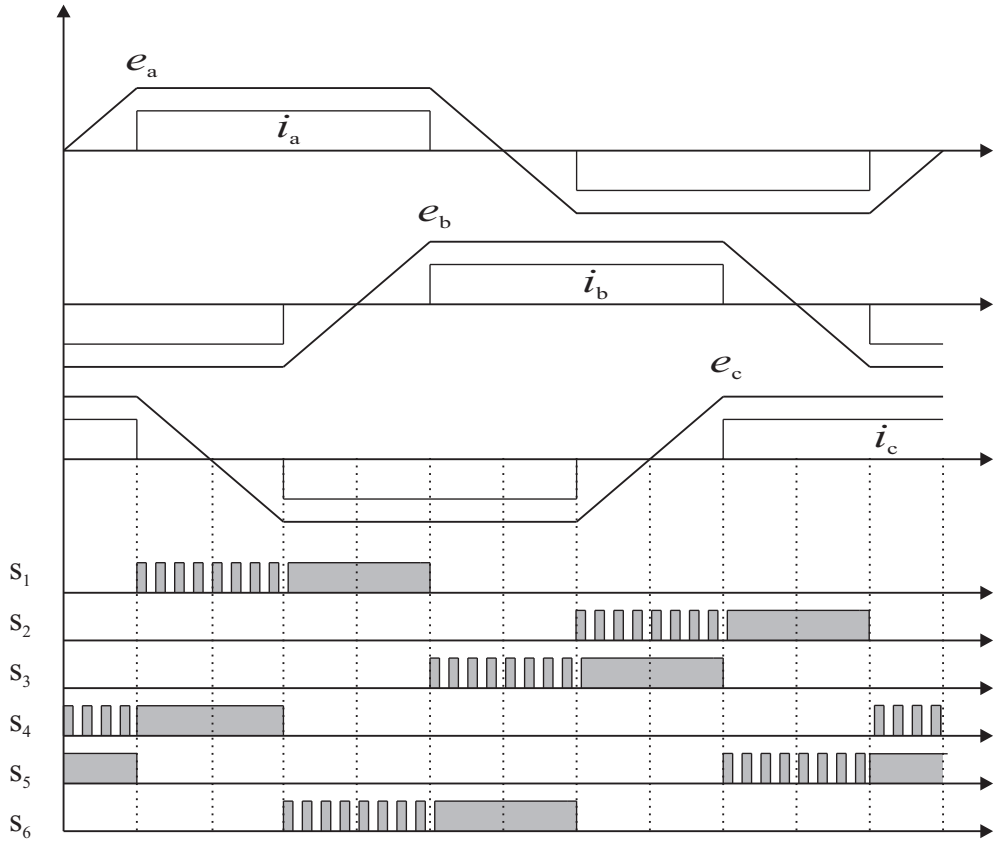

Figura 3.13: Padrão de comutação 4 (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (NAGATE et al., 1993), (LAI; SHYU; CHANG, 2004).

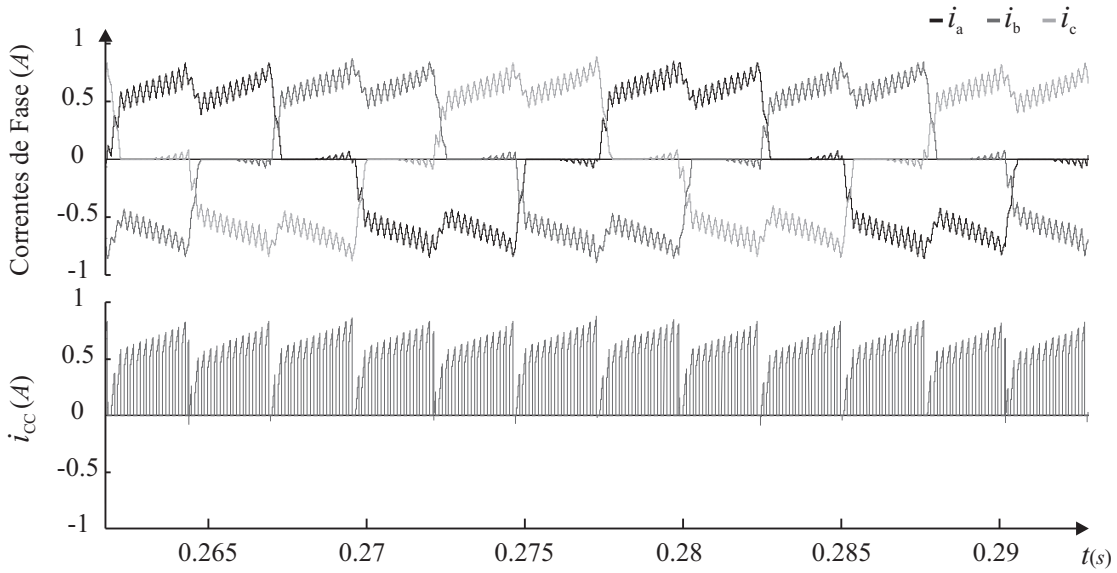

Figura 3.14: Correntes produzidas pelo padrão de comutação 4.

A corrente reversa do barramento CC produz oscilações de baixa magnitude na tensão do barramento CC. Essas oscilações possuem três ou seis vezes a frequência de acionamento do motor e geralmente são desprezadas. Quando a corrente do barramento CC é uma grandeza a ser controlada, a corrente reversa apresenta impacto negativo quando a mesma

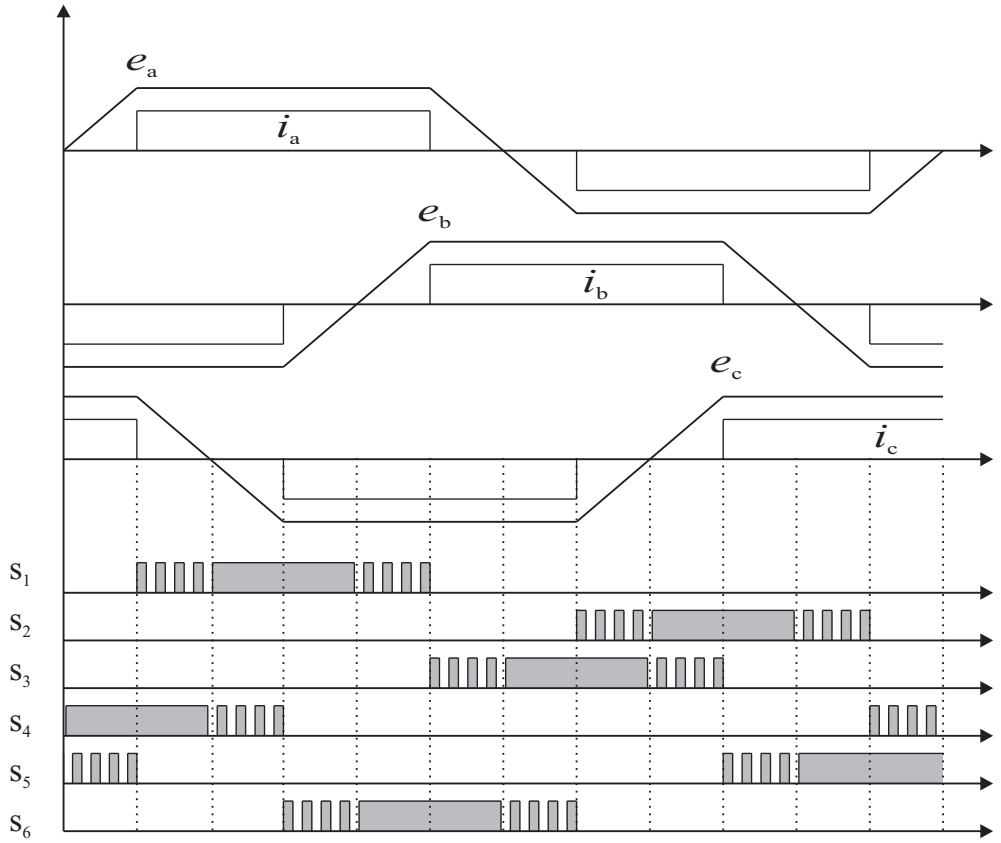

Figura 3.15: Padrão de comutação 5 (UESUGI, 1996).

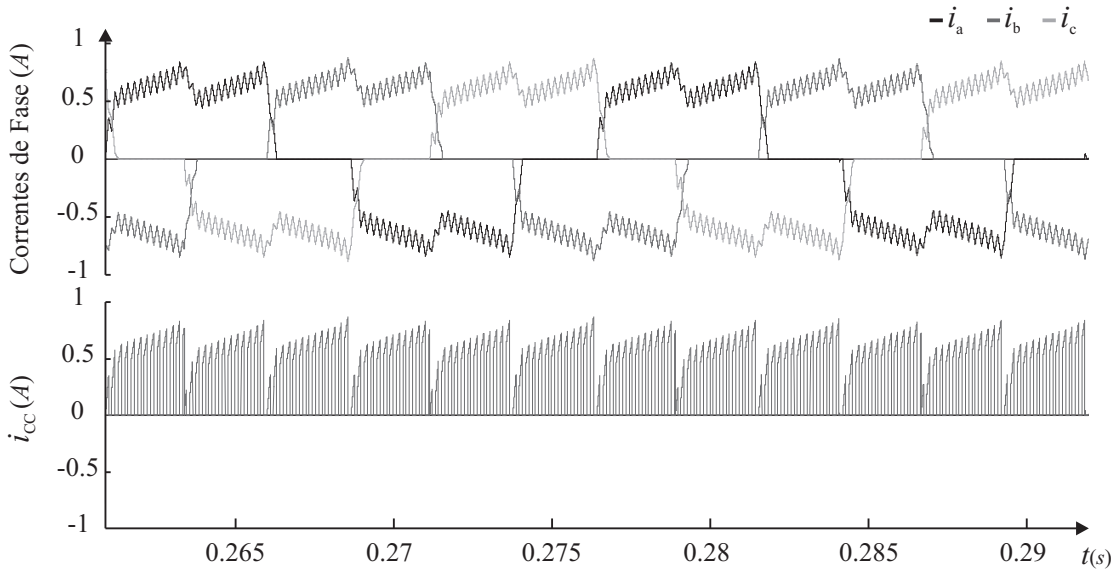

Figura 3.16: Correntes produzidas pelo padrão de comutação 5.

é realimentada diretamente, pois os pulsos de corrente reversos atuam como distúrbios.

A condução da terceira fase tem influência direta na detecção da FCEM através das tensões amostradas nos terminais do motor. O tempo de condução é função das constantes elétricas do motor e da precisão do sincronismo do inversor trifásico com a posição do rotor.

3.3 Modelo Dinâmico do Inversor Trifásico com Modulação PWM

Para projetar adequadamente o controle da corrente do barramento CC é necessário um modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do inversor trifásico PWM operando com o BLDCM. Em vista disso, será apresentado em seguida o modelo médio do inversor trifásico em espaço de estados.

O inversor trifásico com modulação PWM operando nos padrões de comutação descritos anteriormente, pode ser simplificado basicamente em duas etapas de operação, conforme mostrado na Figura 3.17. O circuito equivalente pode ser visto como um conversor abaixador de tensão com carga RLE.

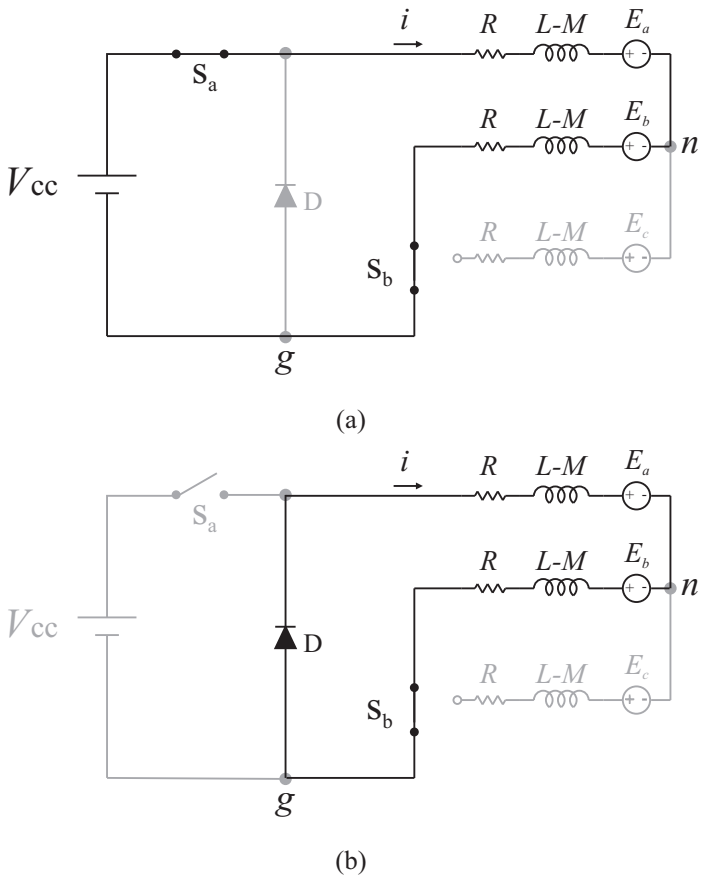

Figura 3.17: Generalização da operação do inversor trifásico: (a) Etapa 1 (*Turn-on* da chave S_a); (b) Etapa 2 (*Turn-off* da chave S_a).

A modelagem dinâmica do conversor estático tem como base em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Assim, o comportamento dinâmico do inversor conectado ao BLDCM é determinado através do modelo médio em equações de estados.

Assumindo que a FCEM é constante durante um período de comutação T_S da

portadora PWM (E_a e E_b), as equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico do circuito equivalente referente a etapa 1 e 2 podem ser expressas respectivamente por:

$$\begin{cases} \dfrac{di(t)}{dt} = \left[-\dfrac{R}{L-M}\right] i(t) + \dfrac{1}{2(L-M)} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CC} \\ -E_a \\ E_b \end{bmatrix} \\ \\ y(t) = i(t) \end{cases}, \tag{3.27}$$

$$\begin{cases} \dfrac{di(t)}{dt} = \left[-\dfrac{R}{L-M}\right] i(t) + \dfrac{1}{2(L-M)} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -E_a \\ E_b \end{bmatrix} \\ \\ y(t) = i(t) \end{cases}. \tag{3.28}$$

Em cada etapa é possível representar o circuito equivalente em equações em espaço de estados. As equações em espaço de estados das duas etapas podem ser representadas respectivamente por:

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}_1(t) \\ \mathbf{y}(t) = C\mathbf{x}(t) \end{cases}, \tag{3.29}$$

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}_2(t) \\ \mathbf{y}(t) = C\mathbf{x}(t) \end{cases}. \tag{3.30}$$

O modelo médio em espaço de estados é obtido pela média das respectivas matrizes em um período de comutação T_S da portadora PWM:

$$\begin{cases} \dfrac{d\bar{\mathbf{x}}(t)}{dt} = A_{Ts}\bar{\mathbf{x}}(t) + B_{Ts}\bar{\mathbf{u}}(t) \\ \mathbf{y}(t) = C_{Ts}\bar{\mathbf{x}}(t) \end{cases}, \tag{3.31}$$

onde:
$A_{Ts} = A$, $B_{Ts} = B$ e $C_{Ts} = 1$.

Analisando a equação (3.31) é possível constatar que o modelo médio em espaço de estados é linear e pode ser representado por:

$$\begin{cases} \dfrac{d\bar{i}(t)}{dt} = -\dfrac{R}{L-M}\bar{i}(t) + \dfrac{1}{2(L-M)} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{CC}.d(t) \\ -\bar{E}_a \\ \bar{E}_b \end{bmatrix} \\ \\ \bar{y}(t) = \bar{i}(t) \end{cases}. \tag{3.32}$$

A função de transferência da corrente de fase $I(s)$ em função da razão cíclica do PWM $D(s)$ é dada por:

$$G_{id}(s) = C_{Ts}(sI - A_{Ts})^{-1}B_{Ts}\,. \tag{3.33}$$

Substituindo as matrizes equivalentes da equação (3.32) em (3.33), determina-se a seguinte função de transferência:

$$G_{id}(s) = \frac{V_{CC}}{2(L-M)}\left(\frac{1}{s+\frac{R}{L-M}}\right). \tag{3.34}$$

A função de transferência (3.34) será utilizada na metodologia de projeto do controlador da corrente do barramento CC.

3.4 Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor sem Sensores Mecânicos

Como referido anteriormente, a operação do BLDCM depende de sinais de comando sincronizados com a posição do rotor, os quais são responsáveis pela determinação dos seis pulsos com duração de 120º aplicados ao inversor trifásico. Através disso, são contempladas as condições necessárias para a síntese de um conjugado eletromagnético adequado. Além disso, a característica intrínseca da operação do inversor proporciona a ausência da condução de uma fase do motor durante 60º elétricos, onde o uso de técnicas de estimação da posição do rotor baseadas na FCEM podem ser utilizadas. Salienta-se que essa forma de estimativa de posição apresenta uma resolução de 60º elétricos, em virtude da ocorrência de seis cruzamentos por zero em ciclo elétrico do BLDCM trifásico.

Em seguida, as principais técnicas de estimação sensorless da posição do rotor com base na detecção do cruzamento da FCEM por zero (*Zero Crossing Point* - ZCP) serão apresentadas. Também, será proposto o uso de um algoritmo de mínimos quadrados para a redução dos erros na estimativa da posição e consequentemente na velocidade do rotor.

3.4.1 Técnicas de Estimação da Posição do Rotor Baseadas na FCEM

As técnicas derivadas da detecção do ZCP da FCEM são atrativas à indústria devido a sua simplicidade e baixo custo de implementação, principalmente na operação dos BLDCM. Contudo, há uma limitação na detecção dessa grandeza nas baixas velocidades

e na partida do motor. Esse fato ocorre em virtude da sua magnitude ser proporcional a velocidade angular do rotor. Dessa forma, um procedimento adicional de partida é necessário a fim de acelerar o motor a um nível seguro de detecção da FCEM.

A descrição das principais técnicas de estimação da posição do rotor oriundas da FCEM podem ser encontradas em (GIERAS; WING, 2002), (KRISHNAN, 2001), (KIM; LEE; EHSANI, 2005) e (ACARNLEY; WATSON, 2006). Ao analisar essas referências, é possível classificar as técnicas nos seguintes grupos:

- Detecção do ZCP da FCEM através de um circuito composto por filtros e comparadores;
- Método da terceira harmônica;
- Integração da FCEM;
- Condução do diodo de roda livre;
- Detecção do ZCP da FCEM por processamento digital de sinais.

A técnica pioneira na estimação da posição do rotor do BLDCM é proposta por (IIZUKA et al., 1985). O autor propõe a utilização de um circuito de instrumentação com filtros e comparadores para gerar os sinais de sincronismo do inversor. Os sinais correspondentes à posição do rotor apresentam uma defasagem de 90º em relação aos cruzamentos da FCEM por zero, como mostrado na Figura 3.18. A defasagem é necessária para a adequada comutação entre fases. Uma limitação dessa técnica é a dependência dos filtros com a velocidade do rotor. Uma solução para isso, é proposto por (AMANO et al., 2003) com a utilização de um PLL (*Phase Locked Loop*) digital com o objetivo de redução dos erros de defasagem.

Outra forma de reduzir os erros de defasagem é proposta por (MOREIRA, 1996), o qual utiliza a terceira componente harmônica da FCEM para gerar os sinais de sincronismo. Essa componente harmônica contém a informação da posição do rotor com uma resolução de 30º elétricos, exatamente a resolução necessária para minimizar os erros na comutação de fase. O desempenho dessa técnica depende da hipótese que as indutâncias do motor são iguais (ACARNLEY; WATSON, 2006), o que é restritivo ao tipo de motor. Por exemplo, motores com ímãs permanentes internos apresentam variação da indutância em função da posição do rotor devido a variação de relutância (KRISNAN, 2009).

Em virtude da proporcionalidade da FCEM com a velocidade de rotação e a sua forma trapezoidal, uma área na região linear após o ZCP da FCEM, pode ser definida constante

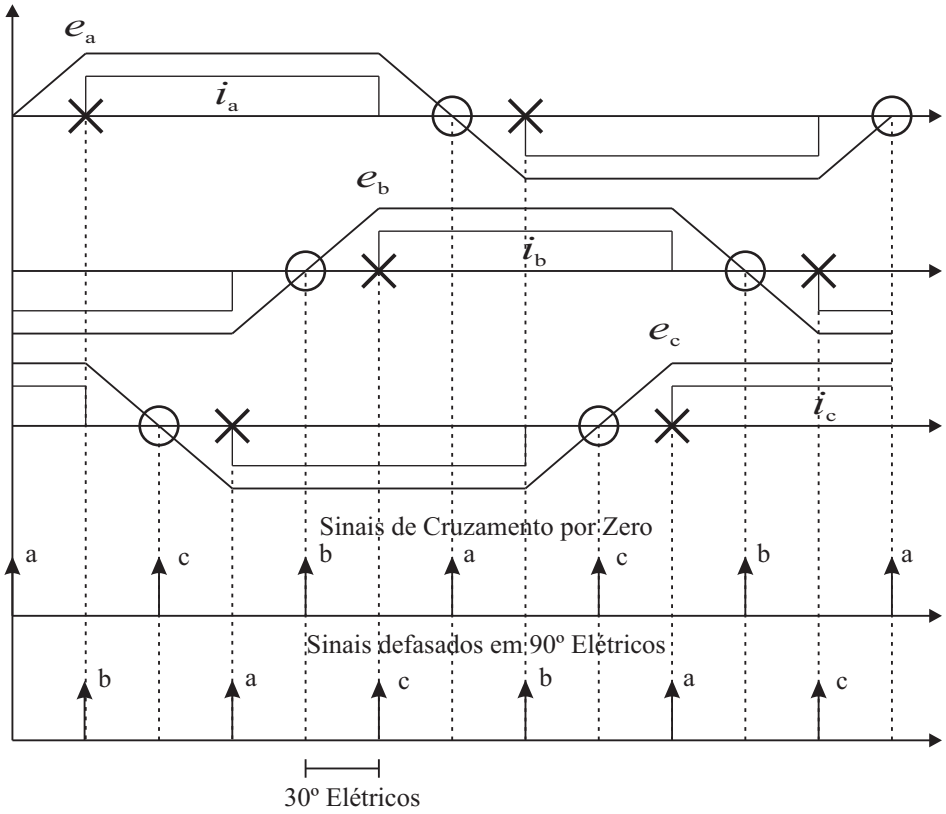

Figura 3.18: Técnica proposta por (IIZUKA et al., 1985).

e correspondente a 30º elétricos independente da variação temporal. Dessa maneira, o instante da comutação de fase pode ser determinado. A área correspondente é definida com a integração no tempo da FCEM detectável na fase aberta (LEE et al., 2009).

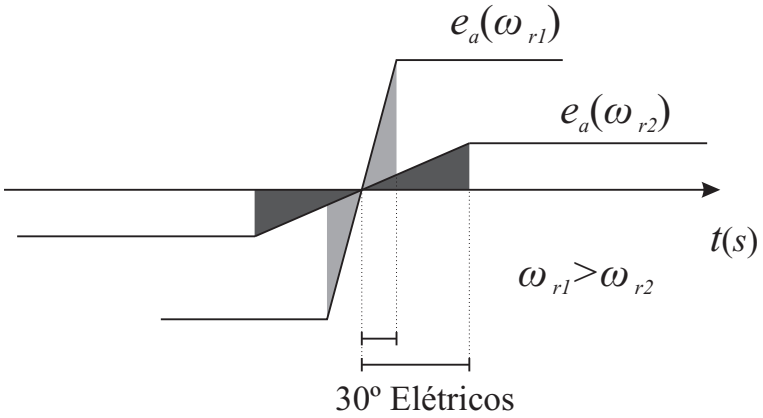

Figura 3.19: Integração da FCEM.

Outra técnica alternativa é a detecção do fluxo de corrente durante a condução do diodo de roda livre, onde é possível identificar o cruzamento da FCEM por zero (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (GIERAS; WING, 2002). Entretanto, a técnica é pouco utilizada devido a necessidade de seis fontes de tensão isoladas para cada circuito comparador que detecta o fluxo de corrente.

De outra forma, é possível detectar o cruzamento da FCEM por zero com o processamento digital das tensões amostradas nos terminais do motor (KIM et al., 2007). Sendo que a comutação entre fases pode ser estimada com o auxílio de contadores e dos instantes passados do ZCP da FCEM.

3.4.2 Algoritmo Proposto para a Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor

O sistema sensorless proposto nesta dissertação é representado no diagrama da Figura 3.20. Observa-se que as tensões dos terminais do motor são amostradas com referência ao nó g, e a corrente do barramento com referência ao negativo do mesmo. As tensões amostradas v_{ag}, v_{bg} e v_{cg} são usadas para a identificação do ZCP da FCEM, enquanto que a corrente do barramento é utilizada na síntese das correntes de fase.

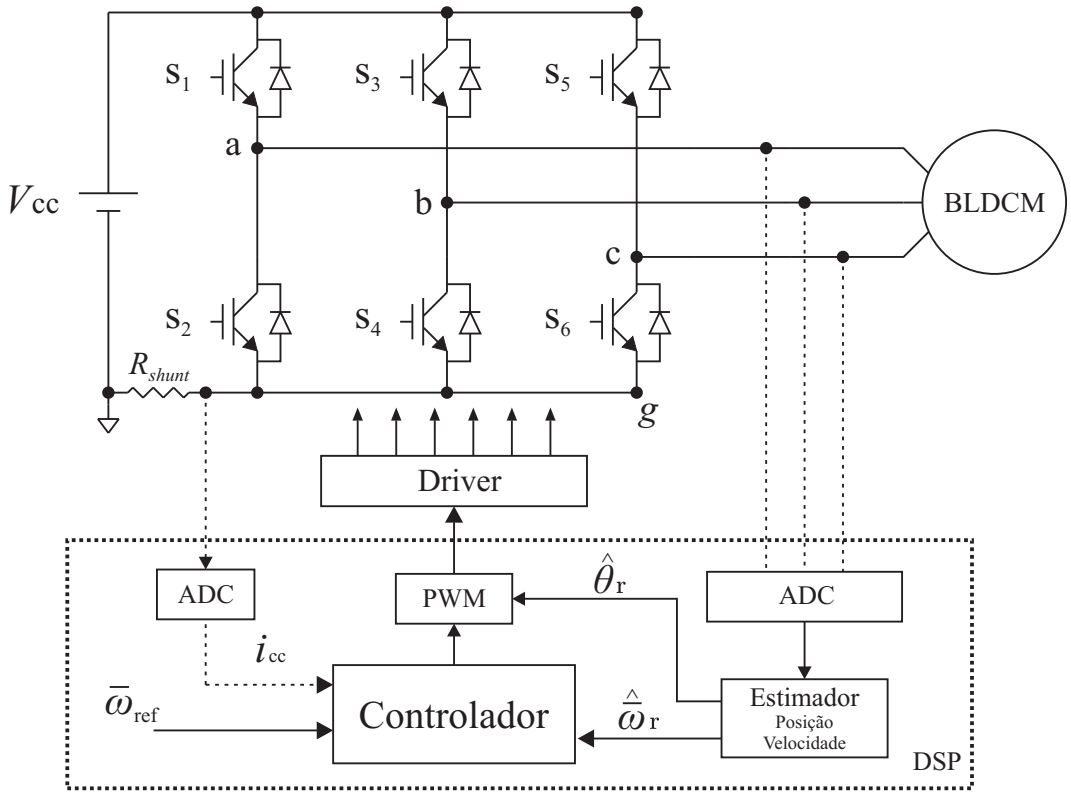

Figura 3.20: Diagrama do sistema sensorless proposto.

Além disso, o padrão de comutação 5 é definido ao acionamento do inversor trifásico em virtude das propriedades funcional descritas no capítulo anterior. As tensões resultantes nos terminais do motor são mostradas na Figura 3.21. Sendo que, são definidos doze setores de 30º elétricos relativos a um ciclo elétrico da FCEM. que posteriormente são usados no algoritmo.

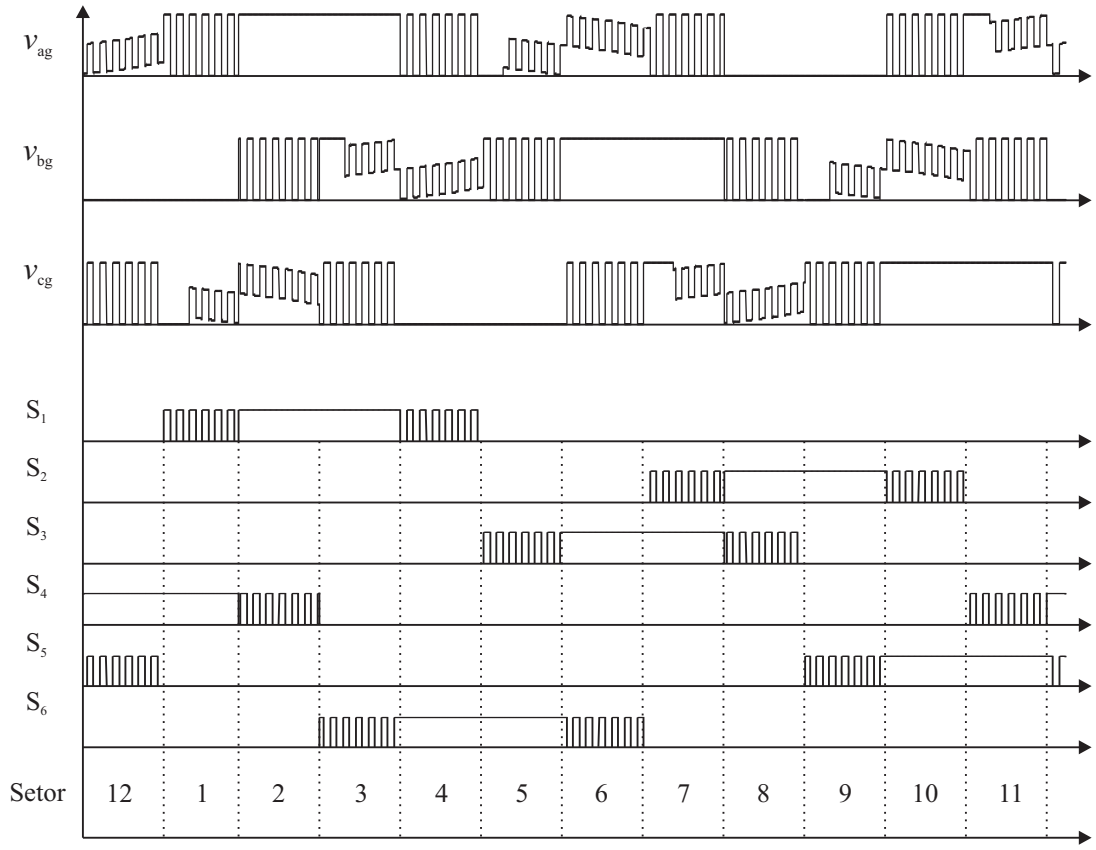

Figura 3.21: Tensões nos terminais do motor segundo o padrão de modulação 5.

Ao analisar a Figura 3.21, é possível constatar a presença de três modos de operação na região que contém o cruzamento por zero da FCEM. Os modos refletem a superposição de um nível de tensão à FCEM, os quais podem ser $0V$, $0.5V_{cc}$ ou V_{cc}. Esse fato é reflexo dos modos de operação do inversor trifásico e depende da modulação PWM.

A melhor forma de detectar o ZCP da FCEM é sincronizar a frequência de amostragem com a frequência da portadora PWM. Existem três possibilidades, amostragem nos instantes de valor mínimo (*underflow*) e/ou no máximo (*overflow*) da portadora do PWM. Detalhes dos modos de operação podem ser verificados nas Figuras 3.22.(a) e 3.22.(b), onde refletem dois casos, a borda de descida e a borda de subida da FCEM.

No trabalho em questão, foi definido a amostragem das tensões e da corrente do barramento no instante de valor mínimo da portadora. Desta forma, a tensão deve ser comparada com $0.5V_{cc}$ a fim de detectar o cruzamento, como mostra as Figuras 3.22.(a) e 3.22.(b). Essa definição é justificada pelo fato que a tensão do barramento CC pode ser medida diretamente sobre a tensão de um dos terminais do motor, dispensando a necessidade de um divisor resistivo no barramento CC.

O cruzamento da FCEM por zero é um procedimento intermediário para a estimativa

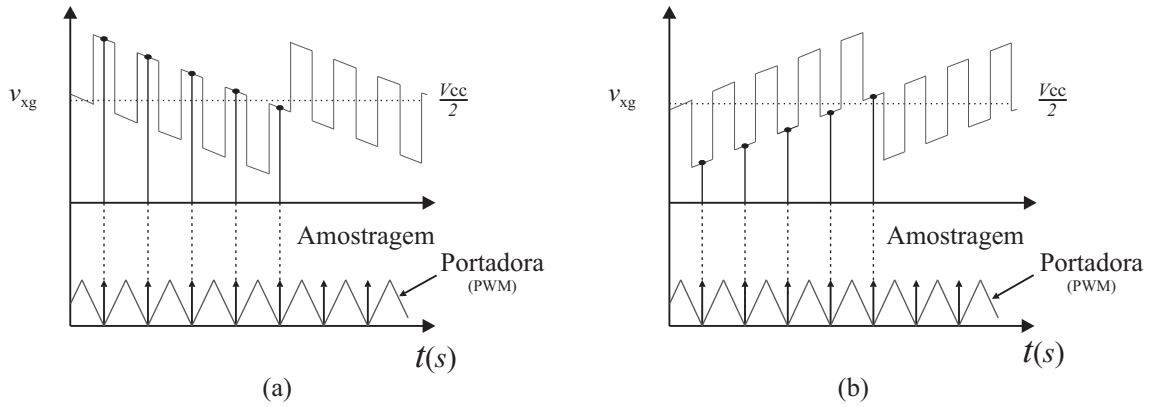

Figura 3.22: Detecção: (a) Detecção do cruzamento por zero na borda de descida; (b) Detecção do cruzamento por zero da borda de subida.

do instante de comutação entre fase. Como o cruzamento ocorre a cada 60º elétricos, ao registrar o intervalo de tempo entre cada evento, é possível estimar o instante de comutação de fase. Esse instante corresponde a metade do intervalo de tempo registrado, considerando a hipótese que a velocidade angular de rotação não varia de forma acentuada durante 60º elétricos.

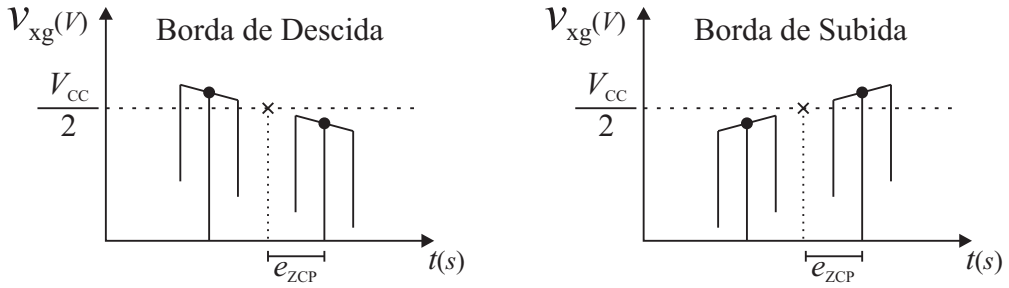

Figura 3.23: Erro de detecção do cruzamento por zero da FCEM.

Como ilustrado na Figura 3.23, a amostragem introduz erro na detecção do ZCP da FCEM e_{ZCP}, os quais são inseridos na estimativa do instante de comutação de fase. De forma a eliminar o erro de amostragem, em (LEE et al., 2009) e (LAI; LIN, 2006b) é proposto a interpolação linear de duas amostras próximas ao ZCP a fim de determinar o instante real do ZCP e assim compensar o erro na estimativa do instante de comutação de fase.

Com o objetivo de aumentar a robustez na estimativa do instante real do ZCP e generalizar a interpolação linear a mais de duas amostras, é proposto nesta dissertação o uso da técnica de mínimos quadrados. A técnica é aplicável ao BLDCM devido a característica linear da região de detecção do ZCP da FCEM sob um velocidade de rotação constante, como ilustrado na Figura 3.24.

Para implementar o algoritmo de mínimos quadrados são necessárias duas grandezas, as amostras de tensão e o seu tempo relativo. Desta forma, o instante de tempo relativo

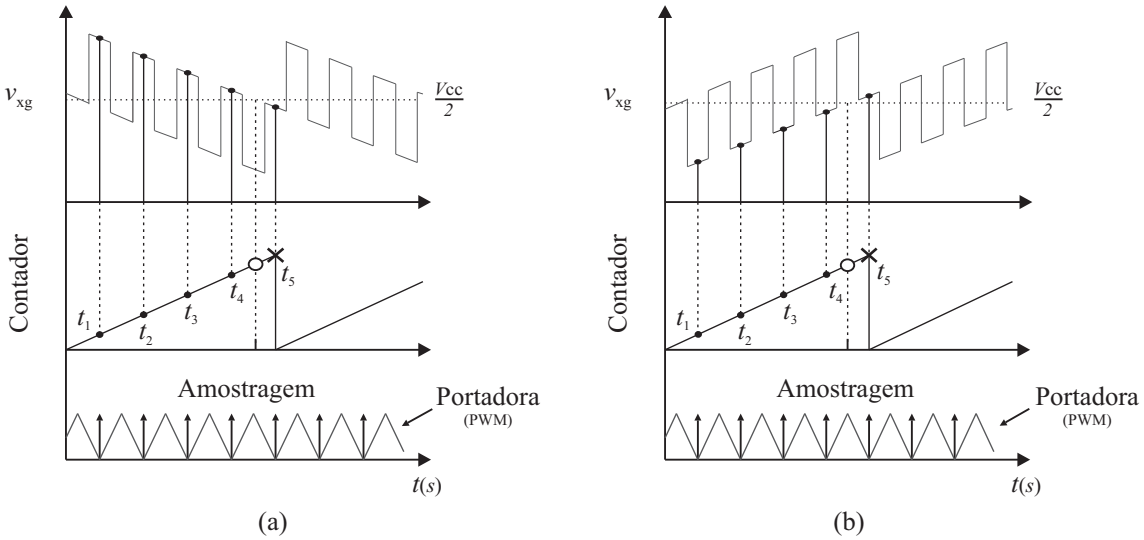

Figura 3.24: Estratégia da aplicação do algoritmo de Mínimos Quadrados.

de cada amostra é determinado com o uso de um contador que acumula o período de tempo transcorrido entre o instante de tempo estimado da última comutação de fase, $\hat{t}_{com}(k-1)$, e a detecção de um cruzamento da FCEM por zero, $t_c(k)$. Este contador reinicia a sua contagem segundo dois eventos, a identificação do ZCP ou no instante de comutação de fase, como está representado na Figura 3.25. A comutação de fase ocorre quando o contador for maior ou igual ao instante de tempo estimado da comutação de fase.

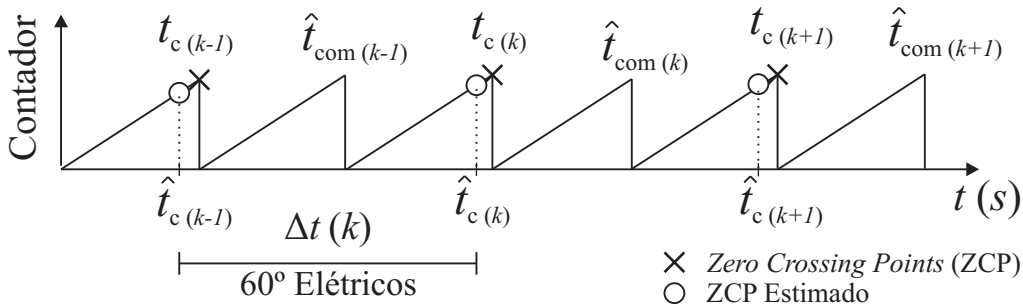

Figura 3.25: Operação do contador auxiliar.

Considerando as definições de operação do inversor citadas anteriormente, o instante de tempo estimado do ZCP real pode ser determinado pela seguinte equação da reta modificada:

$$\hat{t}_c(k) = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - \hat{a}_0(k)}{\hat{a}_1(k)}, \tag{3.35}$$

onde $\hat{a}_0(k)$ é o coeficiente linear da equação da reta e $\hat{a}_1(k)$ é o coeficiente angular da equação da reta.

Os coeficientes da equação (3.35) são determinados pela técnica de mínimos quadrados. Conhecidos os n instantes de tempo relativos à reinicialização do contador e as

suas respectivas tensões v_{xg} amostradas pertencentes a um período k, os coeficientes são calculados por

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_0(k) \\ \hat{a}_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} 1 & \sum_{i=1}^{n} t_i \\ \sum_{i=1}^{n} t_i & \sum_{i=1}^{n} {t_i}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} v_{xg}(t_i) \\ \sum_{i=1}^{n} t_i v_{xg}(t_i) \end{bmatrix}. \tag{3.36}$$

Note que o intervalo de tempo entre duas estimativas de ZCP corresponde a 60º elétricos e depende da velocidade do rotor. Desta forma, com base na Figura 3.25, este intervalo de tempo pode ser expresso por

$$\Delta t(k) = \hat{t}_c(k) + \hat{t}_{com}(k-1) + e_{ZCP}(k-1), \tag{3.37}$$

sendo que o erro devido a amostragem é dado por:

$$e_{ZCP}(k-1) = t_c(k-1) - \hat{t}_c(k-1). \tag{3.38}$$

O ZCP está defasado em 30º elétricos atrasados da comutação entre fases. Desta forma o instante de tempo para a próxima comutação deve ser estimado. Considerando que a velocidade rotórica seja aproximadamente constante em um período de tempo $\Delta t(k)$ até o próximo período de tempo $\Delta t(k+1)$, este instante de tempo estimado para a comutação será dado por

$$\hat{t}_{com}(k) = \frac{\Delta t(k)}{2} - \left(t_c(k) - \hat{t}_c(k)\right). \tag{3.39}$$

3.4.2.1 Estimação da Velocidade Angular Média de Rotação

A velocidade angular de rotação é determinada pela variação angular de posição em relação ao tempo. Desta forma, o intervalo de tempo armazenado entre dois ZCP da FCEM, pode ser utilizado para determinar a velocidade angular média, uma vez que este intervalo corresponde a uma variação angular de 60º elétricos. Assim, a velocidade angular média de rotação referente ao instante k pode ser determinada por:

$$\hat{\bar{\omega}}_r(k) = \frac{2\pi}{3P\Delta t(k)}, \tag{3.40}$$

onde P é o número de pólos do motor.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os modos de operação do inversor trifásico, destacando-se as principais equações que caracterizam a funcionalidade dos circuitos elétricos equivalentes. Também, os padrões de comutação com modulação PWM evidenciando as propriedades de cada padrão. Fundamentado nos modos de operação e nos padrões de comutação, o modelo matemático que rege o comportamento dinâmico médio do inversor trifásico é apresentando, sendo que o mesmo será utilizado no próximo capítulo. Finalmente, as técnicas de identificação da posição através da FCEM são discutidas e um algoritmo de mínimos quadrados para otimizar a detecção do cruzamento por zero da FCEM é proposto.

4 CONTROLE DE VELOCIDADE SENSORLESS

Nesse capítulo será proposta uma nova técnica de partida com o controle da corrente do barramento CC, que além de complementar e unificar o sistema de acionamento e controle do motor, permite uma transição adequada entre a partida e o controle de velocidade sensorless. O procedimento de partida desta técnica, visa maximizar o conjugado eletromagnético inicial, mantendo os níveis de correntes em um patamar seguro para evitar a desmagnetização dos imãs permanentes e ainda possibilitar a transição para a estimação da posição do rotor em poucos ciclos mecânicos. Ainda será apresentada a metodologia de projeto do controlador de corrente utilizado na partida do motor e na malha interna de corrente do controle de velocidade.

Em seguida, um sistema de controle discreto de velocidade sensorless para BLDCM é proposto, o qual é submetido a variações periódicas do conjugado de carga típicas de um compressor alternativo BLDC. A estrutura de controle de velocidade contempla a integração do modelo mecânico discreto com a velocidade angular média determinada pelo estimador. Na estrutura é adicionado um controlador repetitivo *plug-in* fundamentado no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976) e um controlador proporcional-derivativo. Além disso, será apresentada uma simulação simplificada de sintonia dos ganhos do controlador proposto. De forma a propiciar condições de análise de desempenho, será apresentado um controlador de velocidade proporcional-integral, amplamente empregado no controle de velocidade do BLDCM (KRISNAN, 2009).

4.1 Partida do BLDCM

O motor BLDCM necessita de um procedimento adicional de partida devido a ausência de comutadores e a limitação de magnitude de corrente de partida. Para isso, existem diversos métodos propostos na literatura que dependem das especificações de cada aplicação. O Anexo B apresenta uma revisão dos principais métodos que podem ser

encontrados atualmente na literatura, tanto na determinação da posição inicial do rotor quanto na aceleração inicial.

O método de partida proposto neste trabalho baseia-se em uma particularidade de operação decorrente do formato trapezoidal da FCEM, ou seja, com a aplicação de uma tensão constante, a corrente de fase apresenta uma taxa de variação acentuada na região crescente ou decrescente da FCEM. Tendo em vista que esse formato é função da posição do rotor, a corrente reflete de forma indireta a posição do rotor. Essa característica também é empregada em um método de partida proposto por (LEE et al., 2008), com o qual é possível determinar o instante de comutação de fase. Em (LEE et al., 2008), a corrente do circuito elétrico é monitorada através de um resistor shunt no barramento CC, e quando a corrente atinge um valor superior pré-definido, a comutação de fase é estabelecida. Este valor superior é relativo a uma média das amostras anteriores da corrente do barramento CC. Detalhes sobre o método proposto por (LEE et al., 2008) é apresentado no Anexo B.

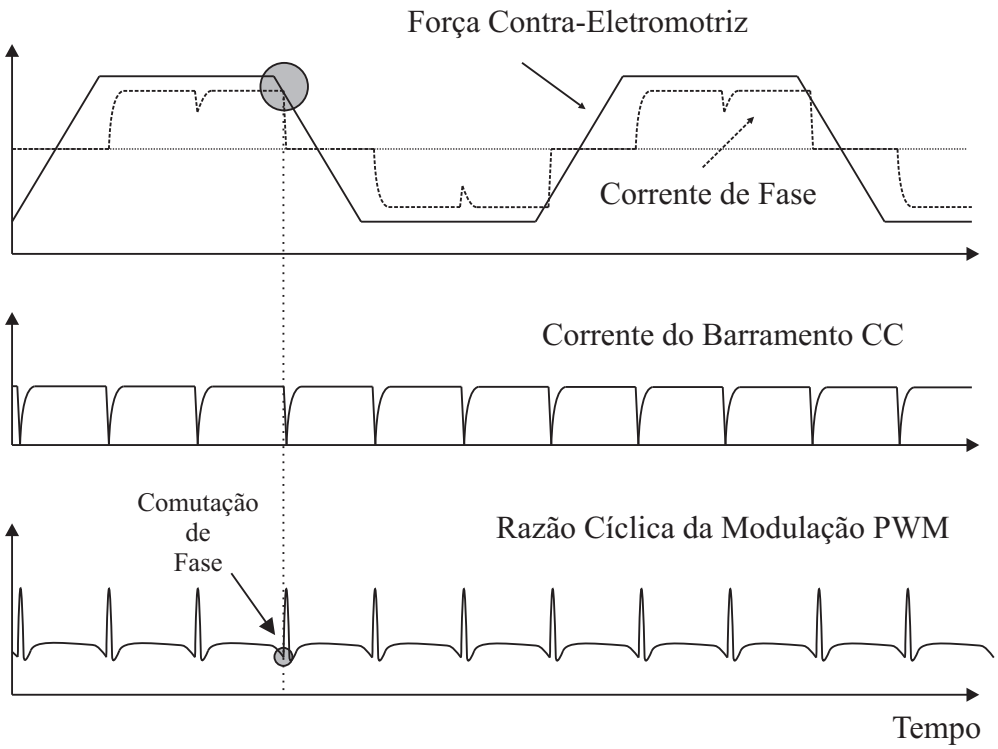

Figura 4.1: Detecção dos instantes de comutação pelo controle de corrente.

Entretanto, a aplicação de uma tensão constante durante a aceleração do motor resulta em uma redução do conjugado eletromagnético, pois a corrente de fase ao longo da partida reduz com o aumento da velocidade do rotor, em virtude da proporcionalidade entre a FCEM e velocidade angular de rotação. O nível de tensão aplicado não deve produzir correntes estatóricas elevadas a fim de não exceder a corrente de desmagnetização do

motor.

A solução proposta para maximizar o conjugado eletromagnético inicial é controlar a corrente do barramento CC com a síntese adequada das tensões de fase e monitorar a variação da razão cíclica da modulação PWM para definir o instante de comutação de fase. O princípio de operação ideal pode ser observado na Figura 4.1.

O procedimento de partida é divido em duas etapas:

- Alinhamento do rotor;
- Aceleração do motor até uma velocidade de rotação que permita a detecção da FCEM.

O alinhamento do rotor em uma posição pré-definida é implementada com a energização de duas fases do motor. Adotou-se esse método porque o compressor suporta uma pequena reversão no sentido de rotação durante a partida sem comprometer a sua integridade física ou funcional.

Para o procedimento de aceleração do motor foi adotado o padrão de comutação 4 devido a simetria de 60º elétricos que corresponde ao período angular entre cada instante de comutação de fase. Além disso, a frequência da portadora PWM (triangular) utilizada na modulação em tensão do inversor trifásico é reduzida durante a partida, definida em $2kHz$. A frequência da portadora é reduzida para atender os requisitos dinâmicos do inversor e da instrumentação de medida.

A partida do motor a partir da condição de repouso exige uma razão cíclica pequena no PWM, em virtude da FCEM ser nula no repouso. Uma razão cíclica relativamente pequena pode causar duas falhas operacionais, uma do inversor trifásico que pode não sintetizar a tensão desejada por limitações operacionais e construtivas, e a outra na medida da corrente do barramento CC pela restrição dinâmica da instrumentação. Uma solução ao problema é a definição adequada da frequência da portadora PWM, a qual deve levar em conta a dinâmica elétrica do motor e da limitação imposta pelo PWM para não restringir a síntese da corrente média do barramento CC.

Após o término do procedimento de partida, quando a estimação da posição inicia, a frequência da portadora é aumentada a um nível que permite o controle de corrente com tolerância aos distúrbios internos provocados pela comutação de fase.

4.1.1 Controle da Corrente do Barramento CC

O controle da corrente do barramento CC visa a maximização do conjugado eletromagnético na partida, a definição de níveis seguros da corrente estatórica para evitar a desmagnetização dos imãs do motor e a redução das ondulações de corrente tanto na partida quanto na operação em regime permanente.

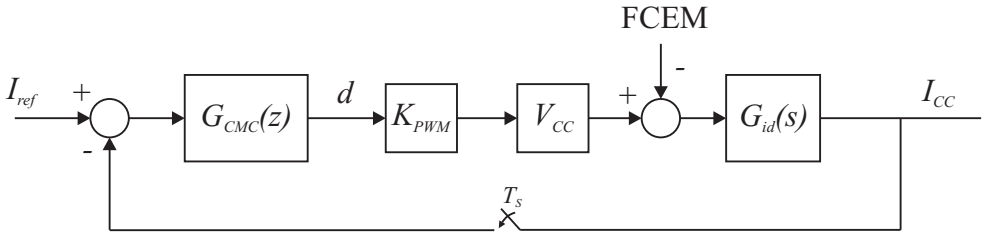

Figura 4.2: Diagrama em blocos da malha de corrente.

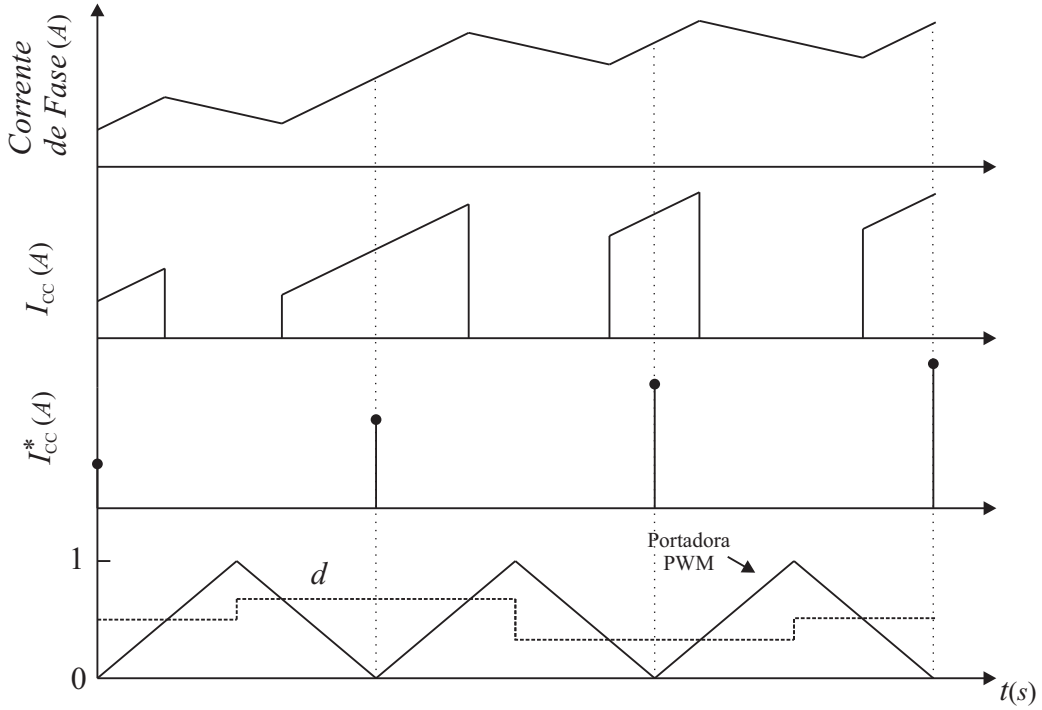

Figura 4.3: Amostragem da corrente do barramento CC.

O circuito elétrico equivalente do BLDCM tem comportamento dinâmico de primeira ordem (um circuito RL). Desta forma, um controlador proporcional-integral (PI) atende o objetivo de controle, o rastreamento assintótico a uma entrada do tipo degrau, neste caso, uma corrente de referência I_{ref} do barramento CC. O diagrama mostrado na Figura 4.2 representa a malha de corrente de interesse. Salienta-se que a frequência de amostragem da corrente do barramento CC é sincronizada com a portadora do PWM. A função de transferência $G_{id}(s)$ é apresentada na equação (3.34) e o ganho K_{PWM} é unitário devido a normalização da portadora PWM.

O controle da corrente do barramento CC, além de proporcionar a eliminação dos sensores de corrente nas fases do motor, possibilita a síntese indireta das correntes médias de fase. Ao amostrar a corrente no instante de valor mínimo da portadora PWM, a corrente amostrada corresponde a corrente média de fase, desde que a atualização da razão cíclica seja executada no instante de valor máximo da portadora PWM, como é mostrado na Figura 4.3.

A sintonia dos ganhos do controlador é realizada no domínio da frequência z. Para isso, a planta elétrica representada no domínio da frequência s pela equação (3.34) é discretizada com *Zero Order Hold* (ZOH). Para a discretização e projeto do controlador no domínio z foi utilizado o programa MATLAB®. Segundo os seguintes parâmetros: $f_s = 2kHz$, $V_{CC} = 200V$, $R = 5,75\Omega$ e $L - M = 55mH$, a planta elétrica no domínio do tempo contínuo e a planta discreta representada no domínio da frequência z são dadas por:

$$G_{id}(s) = \frac{1818}{s + 104,5}\,, \tag{4.1}$$

$$G_{id}(z) = \frac{0,8857}{z - 0,9491}\,. \tag{4.2}$$

A comparação entre a resposta a um degrau unitário das funções de transferência (4.1) e (4.2) é mostrada na Figura 4.4. Observa-se que a discretização por ZOH insere uma atraso dinâmico em comparação a planta contínua.

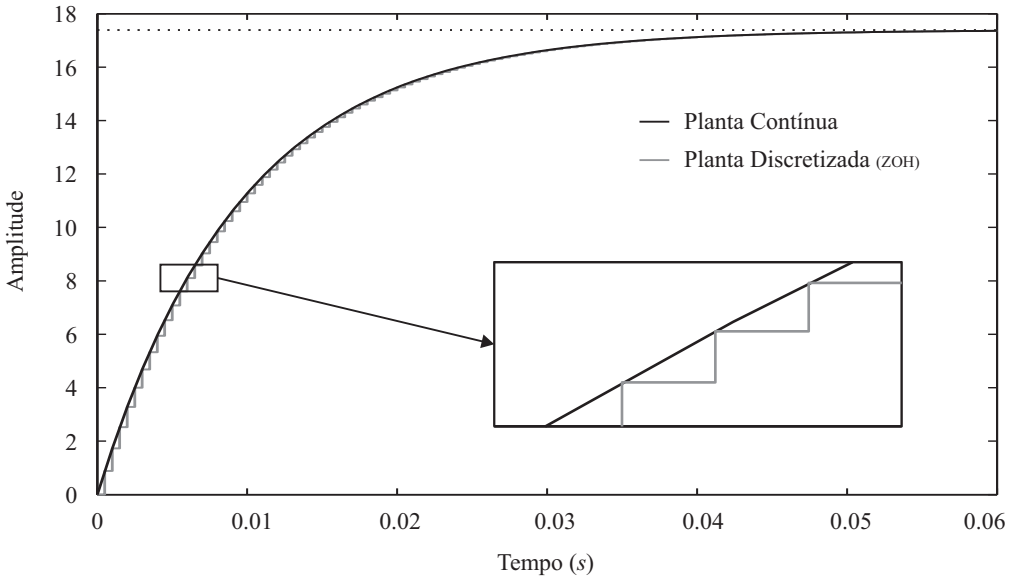

Figura 4.4: Comparação entre a planta contínua e a planta discretizada com ZOH.

A resposta em frequência da função de transferência $G_{id}(z)$ é mostrada na Figura 4.5. Ao analisar esta figura, observa-se que para atender os requisitos de controle, basta

um controlador com ação integral visando o aumento dos ganhos nas baixas frequências e uma ação proporcional para ajustar a banda passante. Desta forma, é possível um rastreamento assintótico da referência de corrente a uma entrada do tipo degrau e uma banda passante superior a dinâmica elétrica do motor.

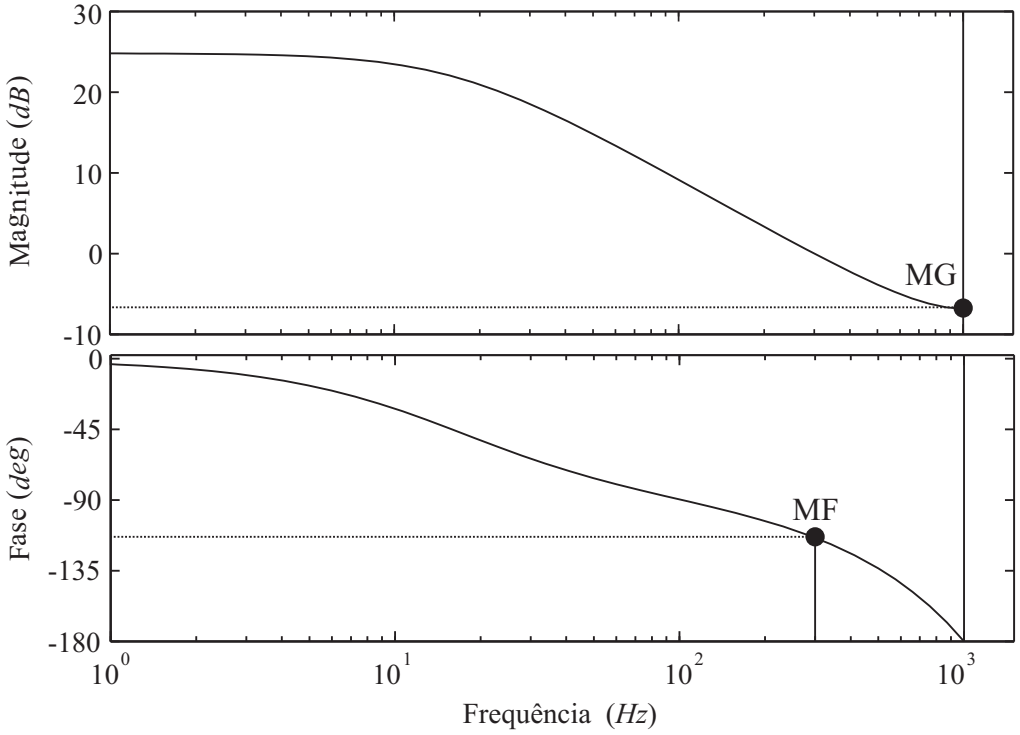

Figura 4.5: Diagrama de bode da função de transferência $G_{id}(z)$.

O controlador PI da malha de corrente é definido da seguinte forma:

$$G_{CMC}(z) = K_{mc1}\frac{z - K_{mc2}}{z - 1}\,, \tag{4.3}$$

cuja representação em equações de diferenças para implementação digital é dada por:

$$u_{CMC}(k) = K_{mc1}.e_{CMC}(k) - K_{mc1}.K_{mc2}.e_{CMC}(k-1) + u_{CMC}(k-1)\,. \tag{4.4}$$

A metodologia de sintonia dos ganhos do controlador de corrente fundamenta-se no cancelamento do pólo da planta. Desta forma, o ganho K_{mc2} corresponde ao próprio pólo da planta discretizada e o ganho K_{mc1} é utilizado para o ajuste da banda passante do controlador. A meta de projeto é estipular uma margem de fase entre 60º e 70º. Salienta-se que deve ser levado em consideração o atraso de uma amostra na planta para o adequado projeto do controlador a fim de compensar o atraso de atualização da razão cíclica no DSP.

Considerando os parâmetros elétricos citados anteriormente, foram desenvolvidos dois

controladores de corrente, o primeiro opera com $f_s = 2kHz$ e determina a lei de controle correspondente a razão cíclica durante a partida do motor. O segundo controlador com $f_s = 7,5kHz$ visa a operação após a partida do motor, onde o mesmo é utilizado na malha interna de corrente do controlador de velocidade proposto que será descrito na próxima seção.

Seguindo a metodologia de projeto e utilizando os recursos de projeto de controle do programa MATLAB®, os controladores da malha de corrente para $f_s = 2kHz$ e $f_s = 7,5kHz$ são respectivamente:

$$G_{CMC2}(z) = 0,392\frac{z - 0,9491}{z - 1}\,, \tag{4.5}$$

$$G_{CMC75}(z) = 1,155\frac{z - 0,9862}{z - 1}\,. \tag{4.6}$$

A resposta em frequência da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC2} é mostrada na Figura 4.6. Observa-se que o objetivo da margem de fase mínima é atendido.

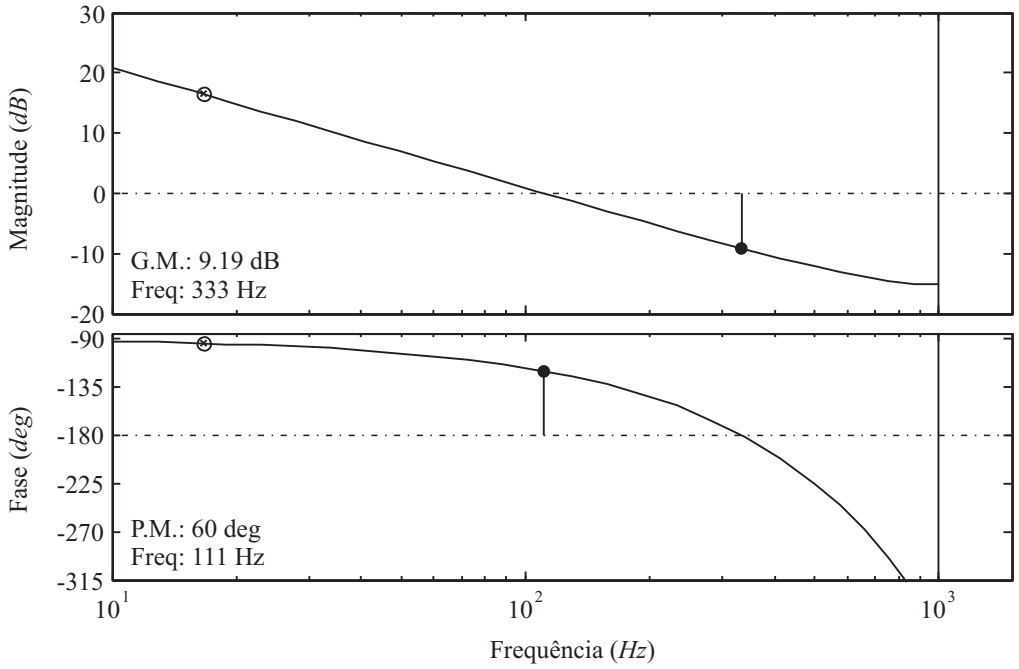

Figura 4.6: Diagrama de bode da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC2} para $f_s = 2kHz$.

A resposta a um degrau unitário da malha fechada de corrente para $f_s = 2kHz$ é apresentado na Figura 4.7. Apesar de uma sobrelevação no transitório, o tempo de acomodação é adequado a dinâmica elétrica característica do BLDCM durante a partida do motor.

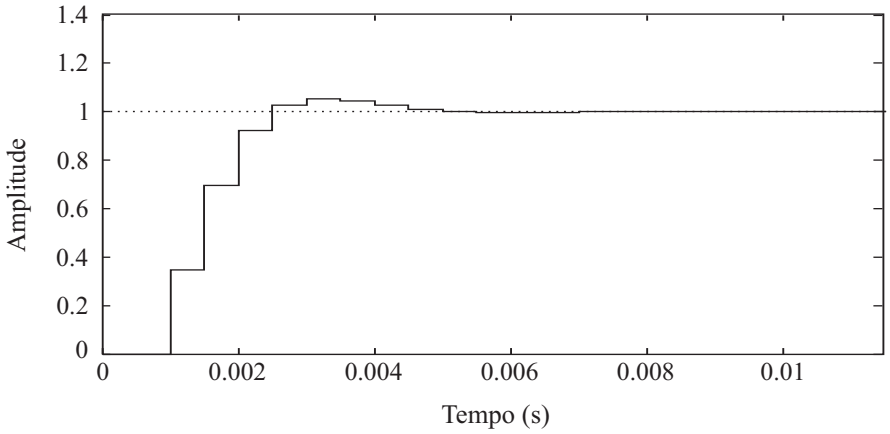

Figura 4.7: Resposta à um degrau unitário da malha fechada de corrente para para $f_s = 2kHz$.

Analogamente, a resposta em frequência da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC75} é mostrada na Figura 4.8

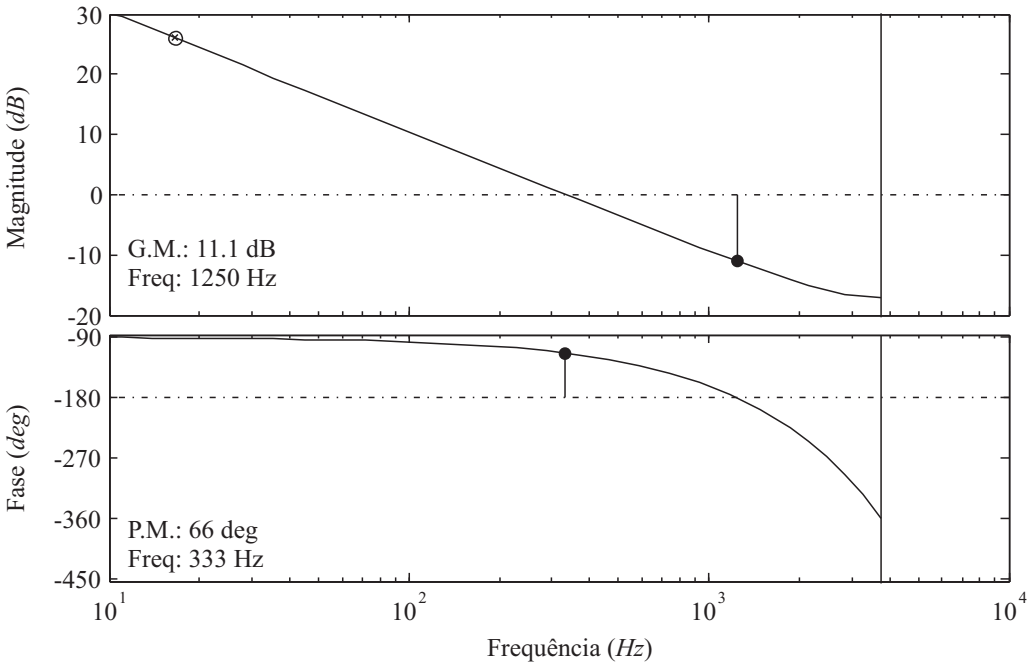

Figura 4.8: Diagrama de bode da função de transferência em malha aberta com o controlador da malha de corrente G_{CMC75} para $f_s = 7,5kHz$.

A resposta a um degrau unitário da malha fechada de corrente para $f_s = 7,5kHz$ é apresentado na Figura 4.9.

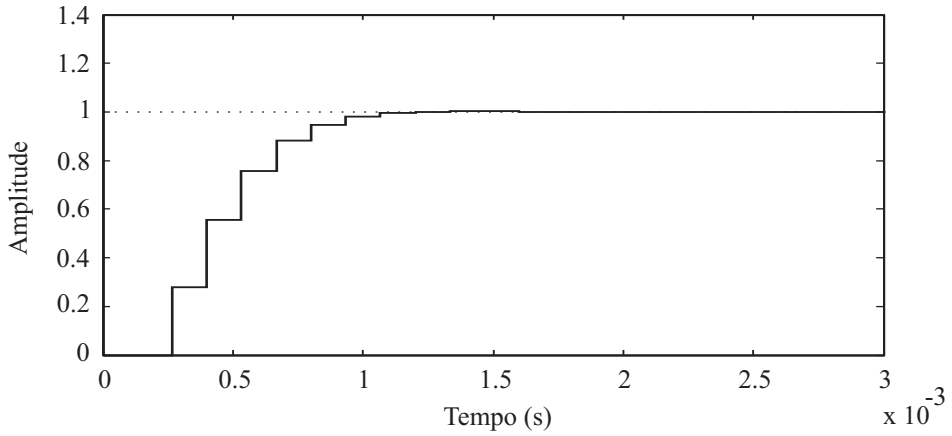

Figura 4.9: Resposta à um degrau unitário da malha fechada de corrente para para $f_s = 7,5kHz$.

4.2 Procedimento de Partida

O procedimento de partida do BLDCM é apresentado no fluxograma da Figura 4.10. A interrupção ocorre sempre que a portadora PWM for igual a zero (*underflow*). Além disso, a razão cíclica é determinada pela lei de controle do controlador G_{CMC2}.

O atraso de execução de 7 amostras refere-se ao transitório da comutação de fase, enquanto que o atraso de 12 corresponde ao tempo necessário para compensar o preenchimento do *buffer*. A definição do número de amostras de atraso referem-se a dinâmica elétrica relativa aos parâmetros citados anteriormente.

O ganho K_d apresentado no fluxograma corresponde a um ganho de ajuste da detecção do instante de comutação. A variação da razão cíclica média $\triangle D$ pode variar de 1% a 15%. A sintonia do ganho depende de fatores como forma de onda da FCEM, banda passante do controlador de corrente, conjugado de carga do motor, parâmetros mecânicos do motor e da corrente de referência na partida. Uma vez definido o ganho, há uma tolerância à variação dos fatores citados.

A mudança da corrente de referência na volta 3 reduz a taxa de variação da velocidade do rotor. Aumentando a confiabilidade do método de partida e permitindo uma transição suave para a entrada da estimação de posição sensorless. Esta mudança é definida de acordo com a faixa de variação do conjugado de carga e da dinâmica mecânica do motor.

A Figura 4.11 mostra a variação ideal da razão cíclica do PWM durante a aceleração do motor. Salienta-se que os picos durante o transitório se devem a comutação de fase do BLDCM. Por isso que é necessário o atraso de algumas amostras para iniciar o cálculo da média da razão cíclica. Sendo que é utilizado um *buffer* circular para o cálculo da média.

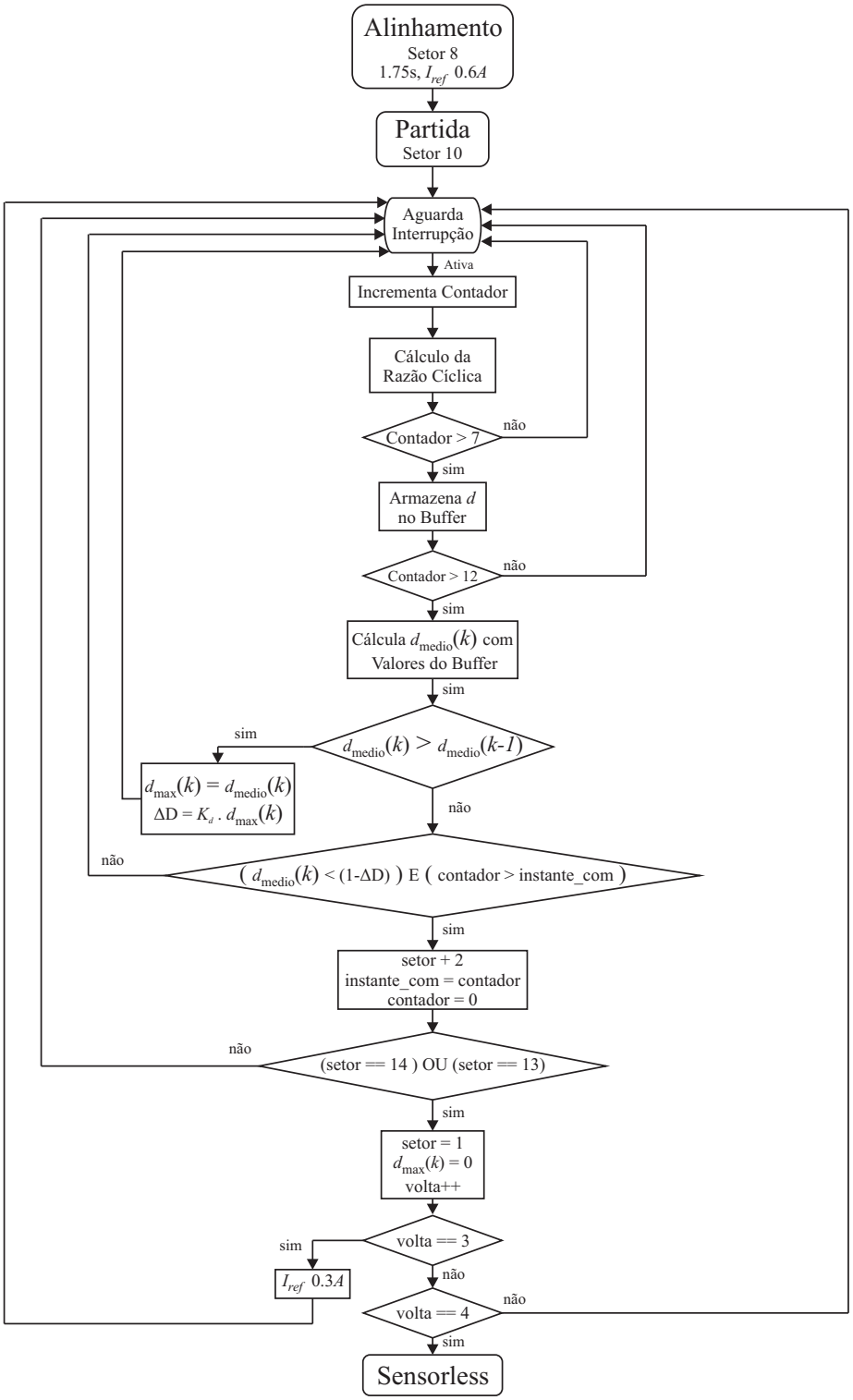

Figura 4.10: Fluxograma do procedimento de partida do BLDCM.

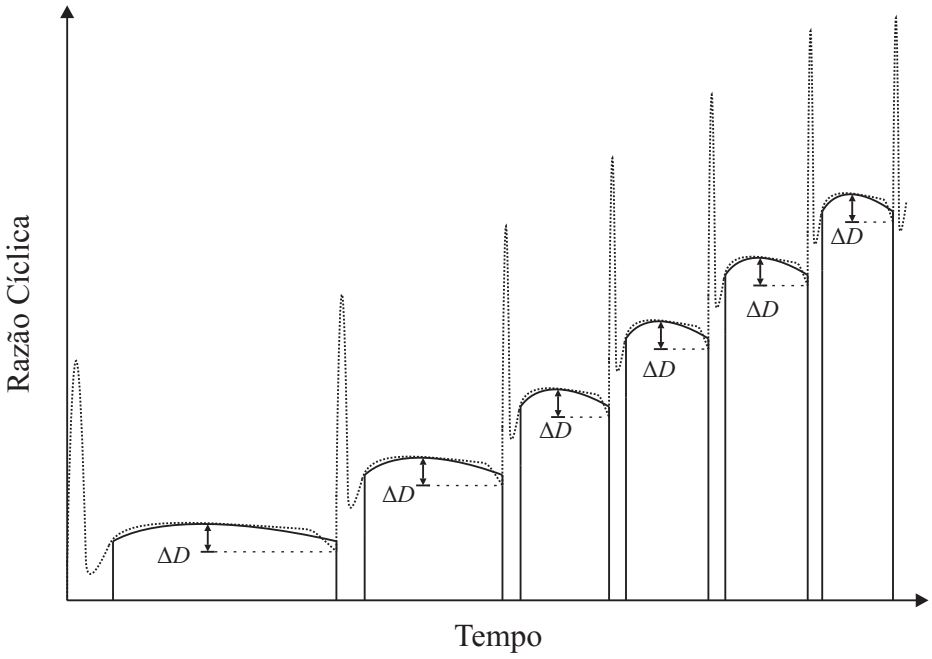

Figura 4.11: Variação da razão cíclica durante a aceleração do motor.

4.3 Controle de Velocidade Sensorless do Rotor

O controle da velocidade do BLDCM com tensão de barramento CC constante é geralmente implementado sob duas estratégias de controle: o controle da velocidade através da síntese direta das tensões de fase do motor através da modulação PWM, (LEE et al., 2009), (HUANG; YU, 2007), (CHEN; HUANG, 2010), a qual dispensa a necessidade de sensores de corrente, e a outra estratégia baseada em sistemas multimalhas com a presença de uma malha interna de corrente e uma malha externa de velocidade (NAKAMURA et al., 1991), (KRISHNAN, 2001), (KRISNAN, 2009).

O sistema de controle de velocidade sensorless proposto baseia-se em sistemas multimalhas com dinâmicas desacopladas, como mostrado na Figura 4.12. Uma malha interna de corrente é projetada para ter uma dinâmica rápida com um controlador PI, enquanto que a malha externa de velocidade é projetada com dinâmicas lentas após uma linearização que será descrita em seguida. A função de transferência $G_{T\omega}(s)$ é a planta mecânica do BLDCM que será descrita em seguida.

A malha externa de velocidade é composta por uma ação proporcional-derivativa e uma ação repetitiva com frequência de amostragem variável. A primeira ação visa aumentar as margens de estabilidade do sistema e melhorar o desempenho no transitório. Enquanto que a segunda ação objetiva o rastreamento de uma referência de velocidade do rotor e a rejeição dos distúrbios periódicos provocados pelo conjugado de carga típico

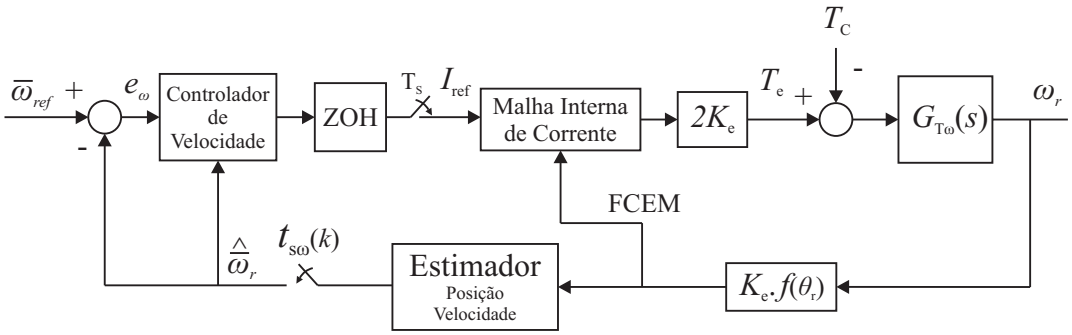

Figura 4.12: Diagrama em blocos do sistema de controle multimalhas proposto que contém uma malha interna de corrente e uma malha externa de velocidade com frequência de amostragem variável.

de um compressor recíproco.

Em seguida, será apresentada a formulação matemática que esclarece a relação do controle de velocidade do BLDCM com a estimação sensorless da velocidade angular média fundamentada na FCEM. Posteriormente, serão apresentadas duas estratégias de controladores de velocidade, o controlador discreto proposto com base no principio do modelo interno e um controlador PI. A definição de duas estratégias visam a comparação do desempenho com respeito a rejeição das variações periódicas do conjugado de carga.

4.3.1 Equação Dinâmica da Velocidade Angular Média

A velocidade angular média do rotor relativa a um intervalo de tempo $\Delta t(k)$ pode ser expressa por

$$\bar{\omega}_r(k) = \frac{\Delta\theta_r(k)}{\Delta t(k)} = \frac{2}{P}\frac{\Delta\theta_e(k)}{\Delta t(k)}, \tag{4.7}$$

onde $\Delta\theta_r(k)$ é a variação angular mecânica do rotor, $\Delta t(k)$ é o intervalo de tempo entre dois ZCP da FCEM, P é o número de pólos do motor e $\Delta\theta_e(k)$ é a variação angular elétrica do rotor.

Definindo,

$$t_{s\omega}(k) = \Delta t(k), \tag{4.8}$$

onde $t_{s\omega}(k)$ corresponde ao período de amostragem na malha de velocidade.

Substituindo (4.8) e a variação angular elétrica correspondente de 60º na equação (4.7), a velocidade angular média em k relacionada com o período de amostragem variável pode ser expressa por:

$$\bar{\omega}_r(k) = \frac{2\pi}{3Pt_{s\omega}(k)}\,. \tag{4.9}$$

Discretizando (2.4) pelo método de Euler com o período de amostragem definido por $\Delta t(k)$, obtém-se a seguinte equação de diferenças:

$$\omega_r(k+1) = \left(1 - \frac{B}{J}\Delta t(k)\right)\omega_r(k) + \frac{\Delta t(k)}{J}\left(T_e(k) - T_c(k)\right). \tag{4.10}$$

Considerando o BLDCM operando em regime permanente com velocidade rotórica aproximadamente constante, assume-se a seguinte hipótese:

$$\omega_r(k) \approx \bar{\omega}_r(k). \tag{4.11}$$

Desta forma, substituindo (4.7) e (4.11) em (4.10) obtém-se a equação de diferenças que rege o comportamento dinâmico da velocidade angular média em $k+1$. A equação pode ser representada por:

$$\bar{\omega}_r(k+1) = \left(1 - \frac{2\pi B}{3PJ\bar{\omega}_r(k)}\right)\bar{\omega}_r(k) + \frac{2\pi}{3PJ\bar{\omega}_r(k)}\left(T_e(k) - T_c(k)\right). \tag{4.12}$$

Analisando a equação (4.12), constata-se que a equação é não-linear. De forma a linearizar a parcela correspondente ao conjugado eletromagnético da equação de diferenças, o conjugado eletromagnético pode ser definido como:

$$T_e(k) = \frac{3PJ}{2\pi}\bar{\omega}_r(k)\left(u(k) + \frac{2\pi B}{3PJ}\right). \tag{4.13}$$

O conjugado eletromagnético definido à linearização pode ser representado na forma de diagrama de blocos, como ilustrado na Figura 4.13. Esta representação será incluída no diagrama do controlador de velocidade.

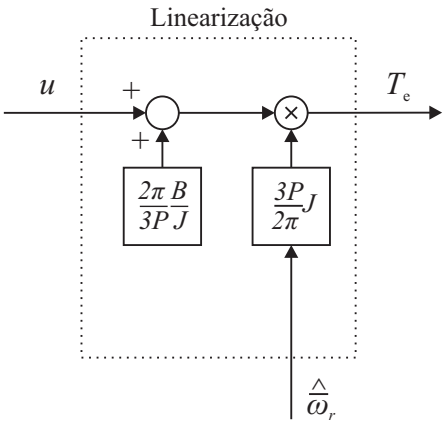

Figura 4.13: Linearização do conjugado eletromagnético.

Assim, substituindo (4.13) em (4.12), resulta na equação de diferença que representa

o comportamento dinâmico da velocidade angular média do rotor. A equação pode ser expressa por:

$$\bar{\omega}_r(k+1) = \bar{\omega}_r(k) + u(k) - \frac{2\pi}{3PJ\bar{\omega}_r(k)}T_c(k). \tag{4.14}$$

4.3.2 Controlador Repetitivo

O conjugado de carga típico de um compressor recíproco à um pistão é mostrado na Figura 4.14, (RASMUSSEN; RITCHIE, 1997). Esta forma de onda é justificada pelas duas etapas de operação do compressor. A etapa inicial é denominada sucção e corresponde ao recuo do pistão no cilindro permitindo a entrada do refrigerante. Enquanto que na segunda etapa denominada compressão, o refrigerante é comprido dentro do cilindro. A segunda etapa produz um conjugado de carga maior do que na etapa inicial. Essa operação ocorre a cada ciclo mecânico do rotor, assim pode ser caracterizado cíclico no tempo quando a velocidade média de rotação é constante. Desta forma, pode-se concluir que o conjugado de carga é em função da posição angular mecânica do rotor.

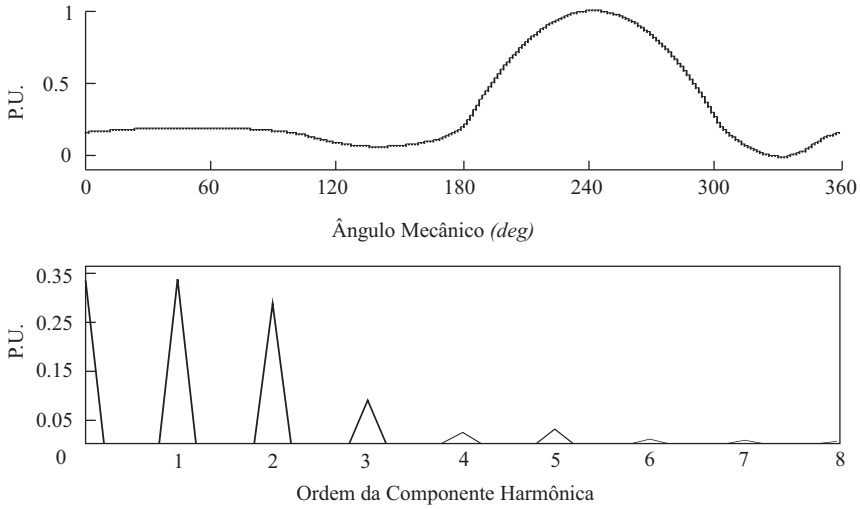

Figura 4.14: Conjugado de carga típico do compressor alternativo à um pistão.

A propriedade da periodicidade do conjugado de carga tem motivado o desenvolvimento de controladores de velocidade inerentes ao princípio do modelo interno (LEE et al., 2009), (HUANG; YU, 2007), (CHEN; HUANG, 2010) e (NAKAMURA et al., 1991), pois um sistema de controle em malha fechada apresenta rastreamento assintótico de um sinal de entrada quando o modelo dinâmico do gerador do sinal que descreve o comportamento e do distúrbio está incluso no sistema. Analisando o modelo mecânico do BLDCM da equação (2.4), é possível denominar o conjugado de carga como um distúrbio de entrada à planta (distúrbio exógeno).

Fundamentado no mesmo princípio, nesta dissertação é proposto um controlador de velocidade sensorless aplicado ao BLDCM visando a rejeição de distúrbios cíclicos. O controlador é mostrado na Figura 4.15. O sistema contém a estrutura de linearização apresentada na subseção anterior. Além disso, são inseridos dois controladores, um controlador PD e controlador repetitivo *plug-in*.

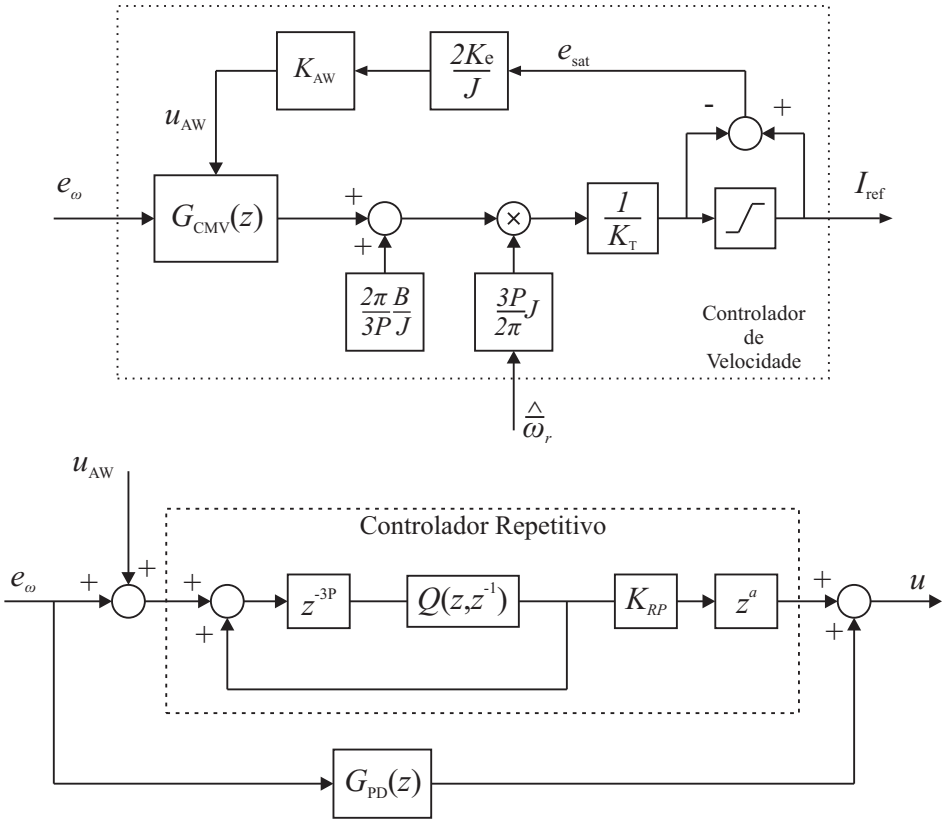

Figura 4.15: Controlador de velocidade sensorless proposto.

A definição do controlador repetitivo *plug-in* utilizado baseia-se nos estudos propostos por (BOTTERON, 2005), onde são apresentados controladores discretos de tensão aplicados a inversores trifásicos PWM .

A ação repetitiva é produzida por um gerador periódico onde a ordem do gerador é determinada pelo número de pólos do motor. A ordem é justificada pela relação entre o número de pólos do motor e os cruzamentos da FCEM por zero, o qual define a frequência de amostragem da malha de velocidade. Observa-se que a frequência de amostragem da malha de velocidade é proporcional a velocidade angular de rotação.

Assumindo que o conjugado de carga é periódico, define-se H como o conjunto que contém a frequência das componentes harmônicas do conjugado de carga que são rejeitadas com a ação repetitiva. Note que H é proporcional ao número de pólos do motor e inversamente proporcional ao período de amostragem $t_{s\omega}(k)$. Além disso, em uma

revolução mecânica do rotor durante o intervalo de tempo Δt_{mec}, existem $3P$ amostras correspondentes a $3P$ ZCP. Usando a ação repetitiva é possível rejeitar distúrbios com até metade da frequência de amostragem (Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon). Assim, o conjunto H consiste de $1.5P$ frequências múltiplas da frequência angular do rotor, que pode ser expresso por:

$$\left\{(1.5P - m)\,\frac{1}{\Delta t_{mec}}\right\} \in H, \tag{4.15}$$

onde, $m = 0, 1, \ldots, 1.5P - 1$.

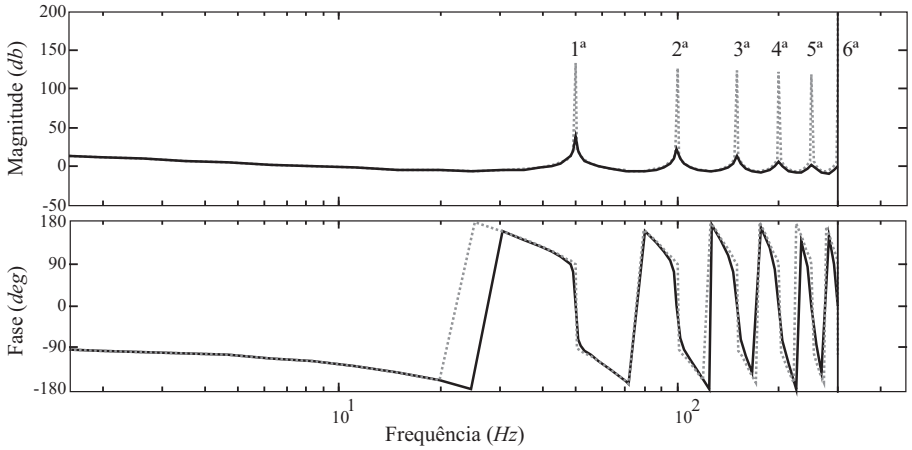

Figura 4.16: Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do controlador repetitivo ideal (pontilhado), e do controlador repetitivo com filtro $Q(z, z^{-1})$.

Para aumentar as margens de estabilidade do sistema, um filtro $Q(z, z^{-1})$ é adicionado ao controlador repetitivo com o desígnio de afastar os pólos de alta frequência do circulo unitário. Esse filtro insere um compromisso entre a rejeição de distúrbio e a margem de estabilidade do sistema em malha fechada. O impacto do filtro Q sobre a resposta em frequência da malha aberta do controlador pode ser visto na Figura 4.16. O filtro Q é definido com base na especificação e projeto apresentada por(BOTTERON, 2005). Logo, a equação definida para o filtro pode ser expressa por:

$$Q(z, z^{-1}) = K_{Q1}z + K_{Q2} + K_{Q3}z^{-1}. \tag{4.16}$$

Com objetivo de minimizar os efeitos dinâmicos da saturação da ação de controle em transitórios, uma ação *anti-windup* é inserida ao controlador repetitivo.

A função de transferência do controlador repetitivo *plug-in* pode ser expressa por:

$$G_{RP}(z) = K_{RP}\frac{z^{-3P}Q(z, z^{-1})z^{a}}{1 - z^{-3P}Q(z, z^{-1})}, \tag{4.17}$$

onde K_{RP} é o ganho do controlador repetitivo e a é o avanço de fase introduzido ao

sistema.

O avanço de fase é necessário para compensar o atraso de transporte relativo a dinâmica mecânica. A compensação de fase ao controle de velocidade é analisado em (NAKAMURA et al., 1991).

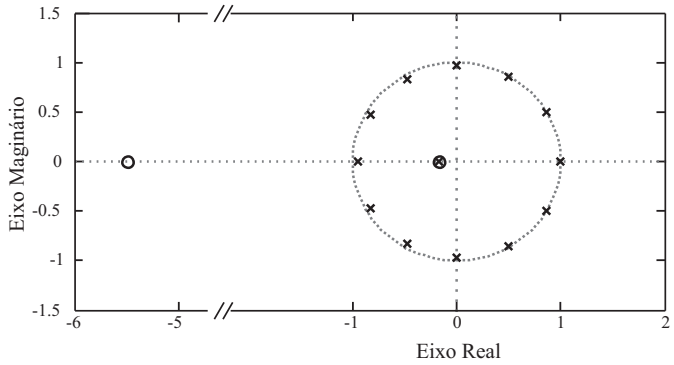

Figura 4.17: Lugar das raízes do controlador repetitivo em malha aberta com filtro $Q(z, z^{-1})$.

O controlador PD deve ser sintonizado em uma região nominal de operação. Como a frequência de amostragem é variável pode ter impacto negativo no desempenho do controlador PD em regiões fora da operação nominal de projeto.

A função de transferência do controlador PD é definida como:

$$G_{PD}(z) = K_{PD1}\frac{z - K_{PD2}}{z}, \tag{4.18}$$

onde K_{PD1} e K_{PD2} são os ganhos do controlador PD.

4.3.3 Simulação Simplificada para Sintonia Preliminar dos Ganhos

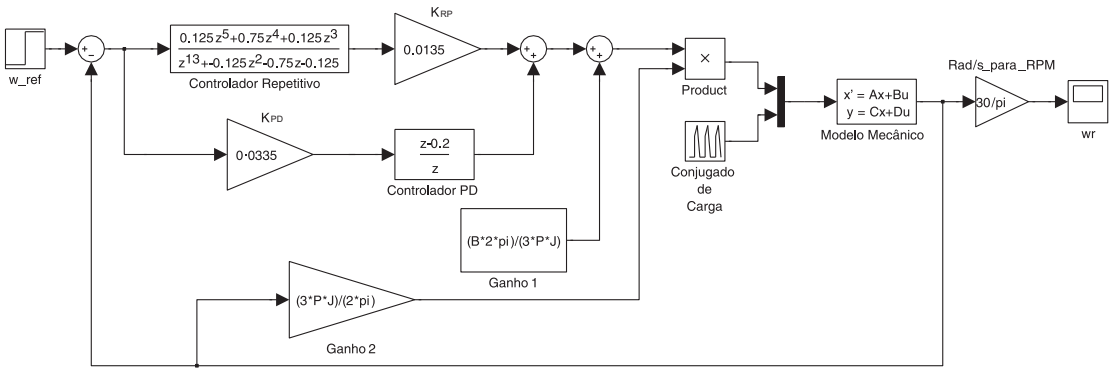

Figura 4.18: Diagrama de simulação do controlador de velocidade.

As sintonias iniciais dos ganhos do controlador de velocidade proposto são realizadas através da simulação do sistema de controle em malha fechada com o modelo dinâmico

mecânico do BLDCM. Para isso, o *toolbox Simulink* do MATLAB® é usado na simulação. Como exemplo, um diagrama de simulação é mostrado na Figura 4.18. Além disso, na simulação é inserido um conjugado de carga similar ao produzido pelo compressor.

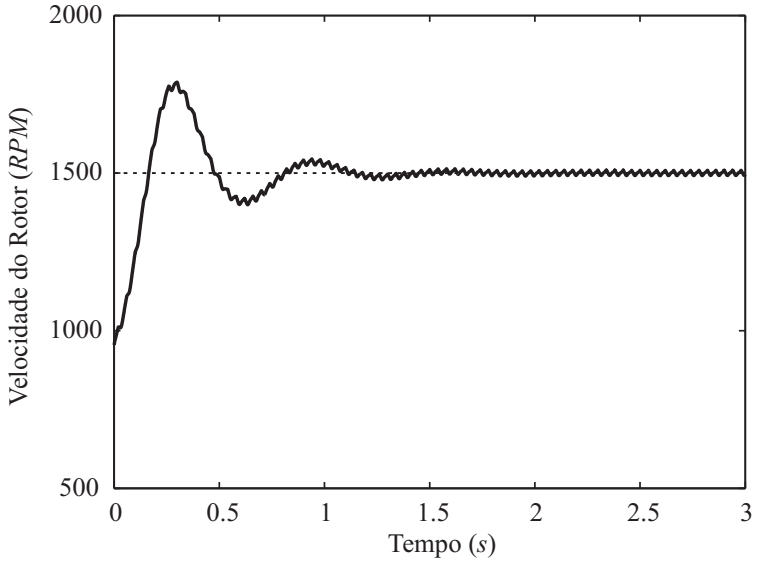

Figura 4.19: Resposta à um degrau na referência da velocidade angular de rotação do sistema de controle de velocidade em malha fechada.

A Figura 4.19 apresenta a resposta transitória à um degrau na referência da velocidade angular de rotação. Salienta-se que a sintonia dos ganhos pela simulação nada mais é do que um ponto de partida para a escolha dos ganhos que proporcionem um alto desempenho na simulação completa do sistema ou na implementação na plataforma experimental.

4.3.4 Controle de Velocidade do Rotor com Controlador PI

O desempenho do controlador proposto é comparado com o de um controlador PI. Tendo em vista que o modelo dinâmico mecânico é de primeira ordem, um controlador PI supre as necessidades do controle de velocidade do BLDCM para uma entrada do tipo degrau. O sistema de controle proposto é um sistema multimalhas com as mesmas características citadas anteriormente. O sistema é apresentado na Figura 4.20.

Com base na equação (2.4), a função de transferência $G_{T\omega}(s)$ pode ser expressa por:

$$G_{T\omega}(s) = \frac{1}{Js + B}. \tag{4.19}$$

A função de transferência do controlador PI proposto é dada por:

$$G_{PI}(z) = K_{PI1}\frac{z - K_{PI2}}{z - 1}, \tag{4.20}$$

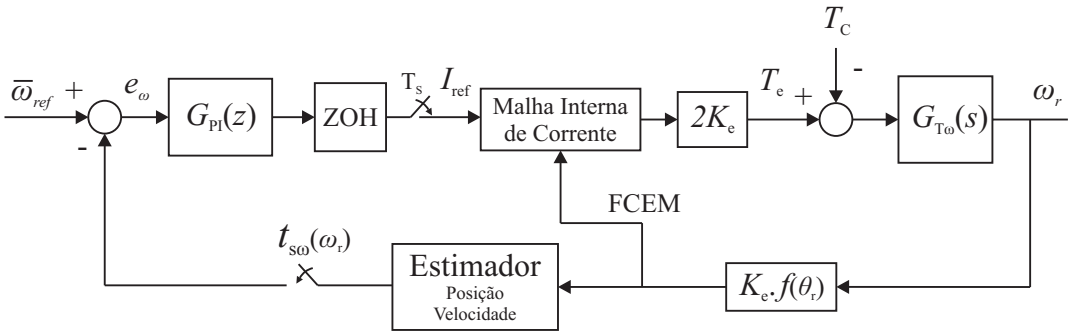

Figura 4.20: Controle de velocidade sensorless com controlador PI.

onde K_{PI1}, K_{PI2}, são os ganhos do controlador PI.

O projeto do controlador PI segue a mesma metodologia apresentada ao projeto da malha de corrente, ou seja, após a discretização da planta por ZOH estabelecer o cancelamento do pólo da planta mecânica com o ganho K_{PI2} e o outro ganho K_{PI1} é utilizado para ajustar a banda passante do controlador. Salienta-se que a banda passante do sistema em malha fechada deve estar a uma década ou mais, abaixo da banda passante da malha de corrente para o devido desacoplamento.

4.4 Conclusão

Nesse capítulo foi descrito o sistema de controle de velocidade sensorless proposto para o BLDCM submetido a variações periódicas do conjugado de carga típicas de um compressor recíproco. Um controlador de velocidade com base no princípio do modelo interno é proposto, onde são descritas suas particularidades e uma forma de estipular a ordem dos ganhos. Além disso, um novo procedimento de partida adotado é proposto, onde foi apresentada a metodologia de projeto do controlador de corrente tanto para a partida quanto para a malha interna de corrente que é utilizada nos controladores de velocidade.

5 *RESULTADOS*

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless proposto aplicado em um BLDCM trifásico. Os resultados validam os desenvolvimentos teóricos e demonstram o desempenho do sistema.

Inicialmente, os parâmetros de simulação que foram utilizados no programa PSIM® serão descritos. Em seguida, os resultados demonstrando a partida do BLDCM com rotor alinhado e desalinhado da posição de interesse serão analisados. Da mesma forma, serão discutidos os resultados experimentais que qualificam o desempenho tanto na estimação da posição do rotor quanto na estimação da velocidade de rotação. Além disso, o controle de corrente e de velocidade serão destacados com a comparação entre resultados de simulação e os experimentais, no qual serão realizadas análises qualitativas de desempenho, evidenciando suas vantagens e limitações. Por último, a compensação do conjugado de carga através do conjugado eletromagnético do motor será demonstrada pelo espectro harmônico de ambos conjugados

5.1 Parâmetros do Sistema

Na simulação computacional do sistema completo foi adotado o programa PSIM®, pois possibilita a implementação do controle digital de forma similar ao aplicado no processador digital de sinais (DSP). Assim, intentou-se representar as particularidades da bancada experimental. A descrição da bancada experimental é apresentada em detalhes no Apêndice A. Os parâmetros definidos à simulação com base na bancada são apresentados na Tabela 5.1.

Os ganhos do controlador de corrente utilizados no procedimento de partida são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.1: Parâmetros do Inversor/Motor/Gerador

Parâmetros			
R	$5,75\Omega$	K_e	$0,31V/rad/s$
$L-M$	$55mH$	K_t	$0,31V/A$
V_{cc}	$200V$	Pólos	4
f_S	$7,5kHz$	J	$0,87mkgm^2$
$Potência$	$300W$	B	$0,362mNms$
$Carga$	160Ω		

Tabela 5.2: Ganhos do Controlador de Corrente com $f_s = 2kHz$

Ganhos	
K_{mc1}	$0,392$
K_{mc2}	$0,9491$

Os ganhos do controlador de corrente usados no final do procedimento de partida e na malha interna do controlador de velocidade são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Ganhos do Controlador de Corrente com $f_s = 7,5kHz$

Ganhos	
K_{mc1}	$1,155$
K_{mc2}	$0,9862$

Os ganhos dos controladores de velocidade são mostrados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Ganhos dos Controladores de Velocidade

Ganhos	
K_{RP}	$0,0075$
K_{Q1}	$0,125$
K_{Q2}	$0,75$
K_{Q3}	$0,125$
A	3
K_{PD1}	$0,0225$
K_{PD2}	$0,2$
K_{PI1}	$0,0049787$
K_{PI2}	$0,0049752$

5.2 Partida do BLDCM

A partida do BLDCM conforme o procedimento proposto no Capítulo 4 é dividido em duas etapas: o alinhamento do rotor e a aceleração do motor a uma velocidade que permita a detecção do ZCP da FCEM.

O alinhamento pode apresentar duas condições gerais. A primeira é quando o rotor já está alinhado na posição rotórica de interesse e a segunda condição ocorre quando o rotor está desalinhado. A Figura 5.1 mostra a simulação da partida quando o motor está previamente alinhado. De forma análoga, a Figura 5.2 apresenta a simulação da partida na condição do rotor desalinhado em 90º mecânicos da posição de interesse.

O desempenho da partida na bancada experimental sob as duas condições é apresentado nas Figuras 5.3 e 5.4. Essas figuras mostram as condições de rotor alinhado e de rotor desalinhado. Analisando esses resultados experimentais é possível constatar a similaridade com os resultados de simulação.

A estimação da posição e da velocidade do rotor baseadas na FCEM têm restrições na velocidade próximas a zero. Logo, as variações da posição e da velocidade do rotor durante o alinhamento **não são contempladas** com a técnica proposta nessa dissertação, como podem ser observadas nas Figuras 5.3 e 5.4. Além disso, essa restrição está presente nos conjugados eletromagnéticos estimados, como pode ser verificado ao se comparar as Figuras 5.2 e 5.4.

O alinhamento é estabelecido com a aplicação de uma razão cíclica constante de 3%. Experimentalmente, a corrente resultante no alinhamento do rotor exibiu uma magnitude inferior devido a tensão do barramento CC não ser controlada. Outro fator a ser destacado, é a utilização do resistor NTC que limita a corrente de partida do barramento CC. Com a operação a frio a resistência produz quedas substanciais na tensão do barramento CC, pois a corrente que carrega o capacitor do barramento é inferior à corrente quando o NTC atinge a temperatura nominal de operação.

A diferença do processo de alinhamento do rotor alinhado e do rotor desalinhado é evidenciada nas correntes de fase do motor. Quando o rotor está alinhado não há deslocamento angular do rotor, logo não há indução de tensão nos enrolamentos estatóricos. Quando o rotor precisa ser alinhado, ocorre o deslocamento angular produzindo uma FCEM que interage com a tensão do barramento. Essa FCEM é refletida em oscilações em duas correntes de fase e na condução da terceira fase do motor.

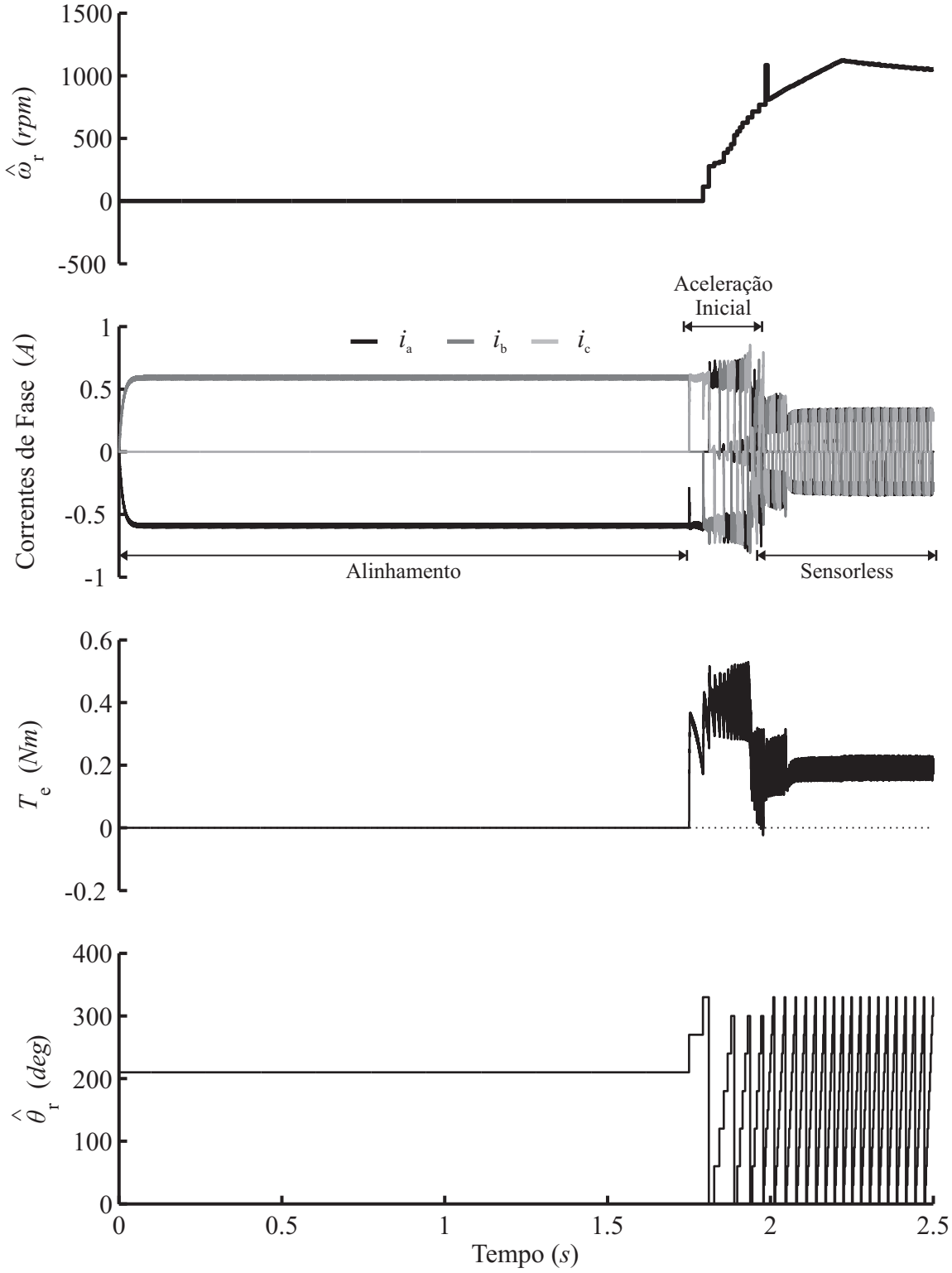

Figura 5.1: Resultado de Simulação: Partida do BLDCM com rotor alinhado.

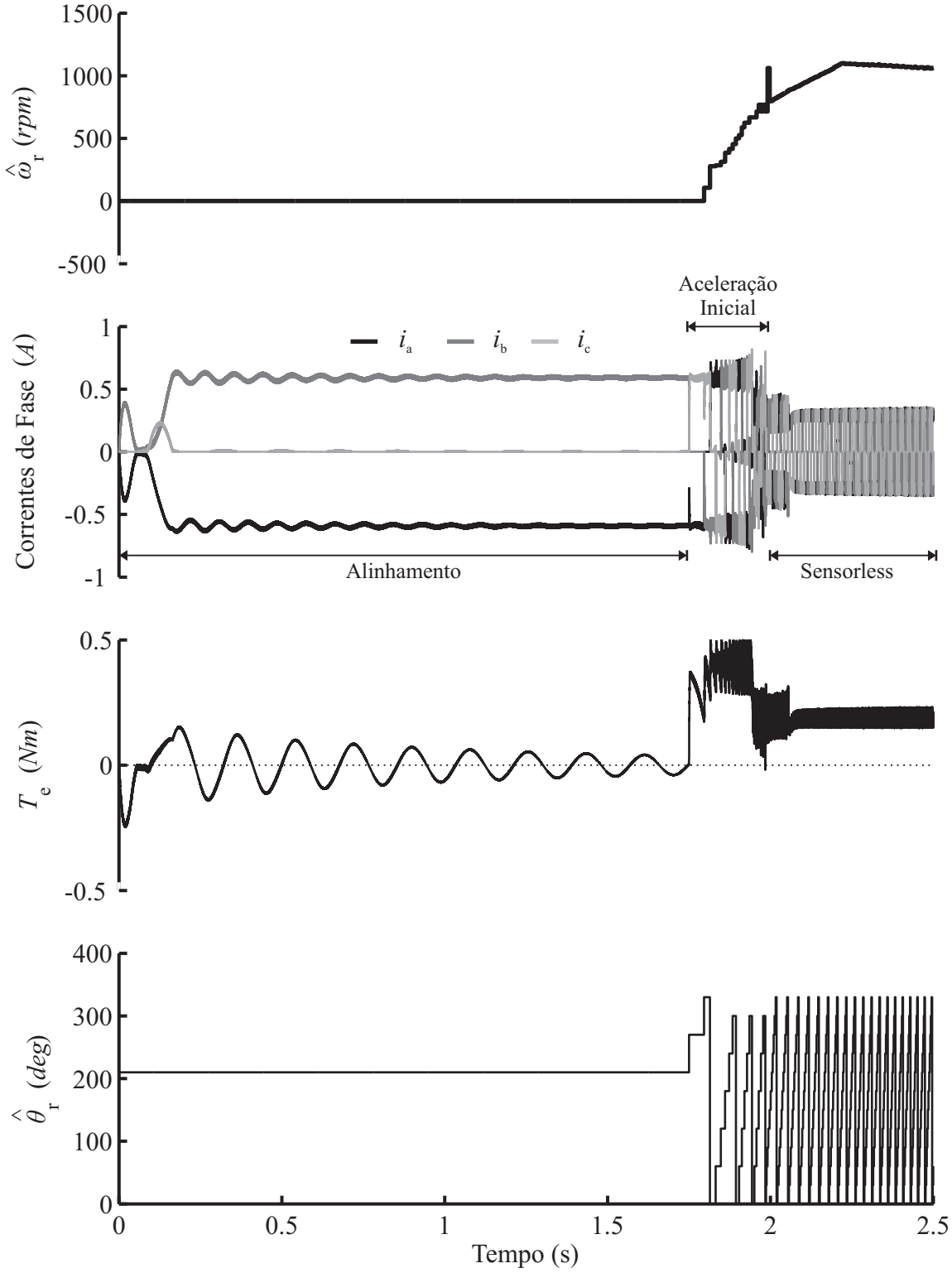

Figura 5.2: Resultado de Simulação: Partida do BLDCM com rotor desalinhado.

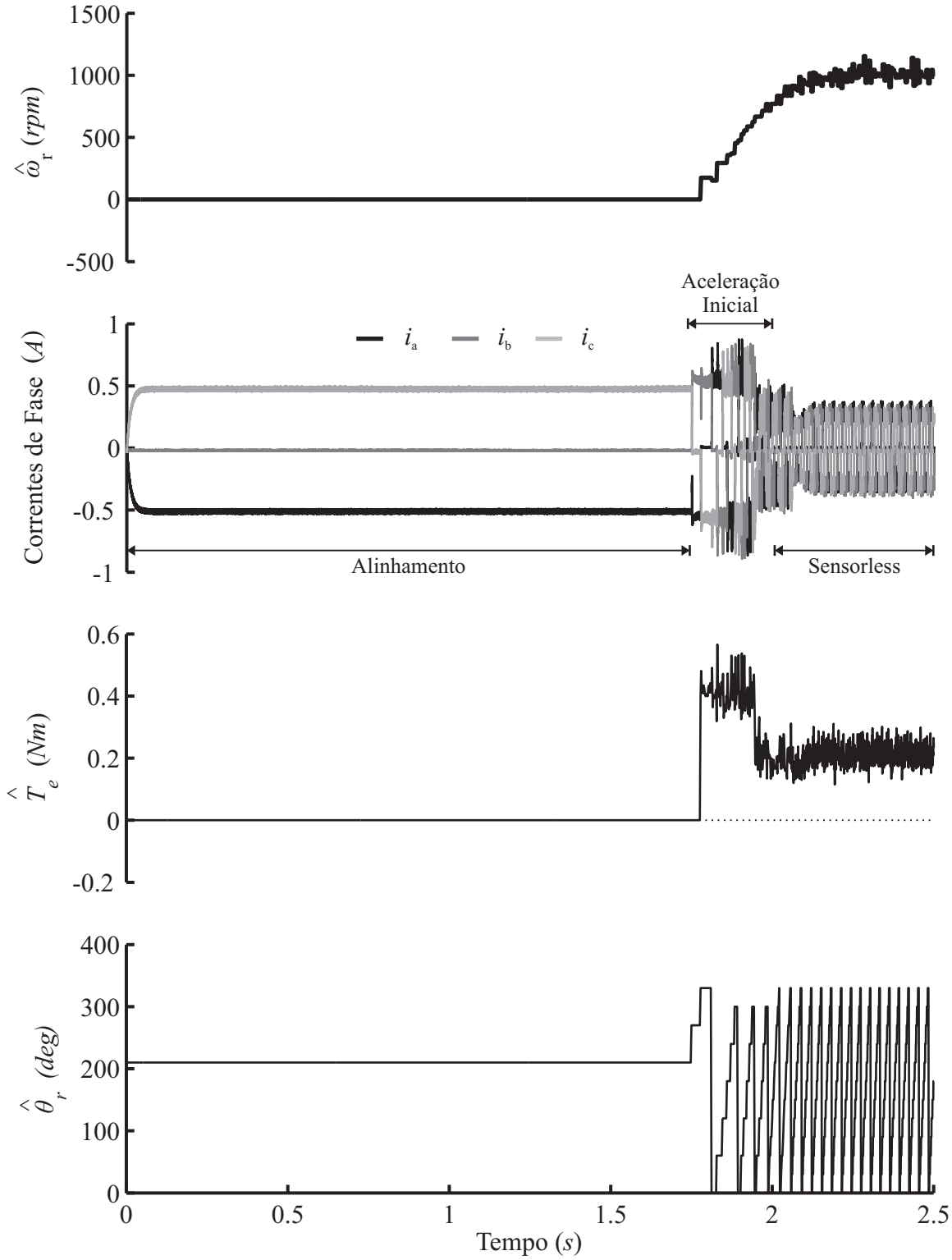

Figura 5.3: Resultado Experimental: Partida do BLDCM com rotor alinhado.

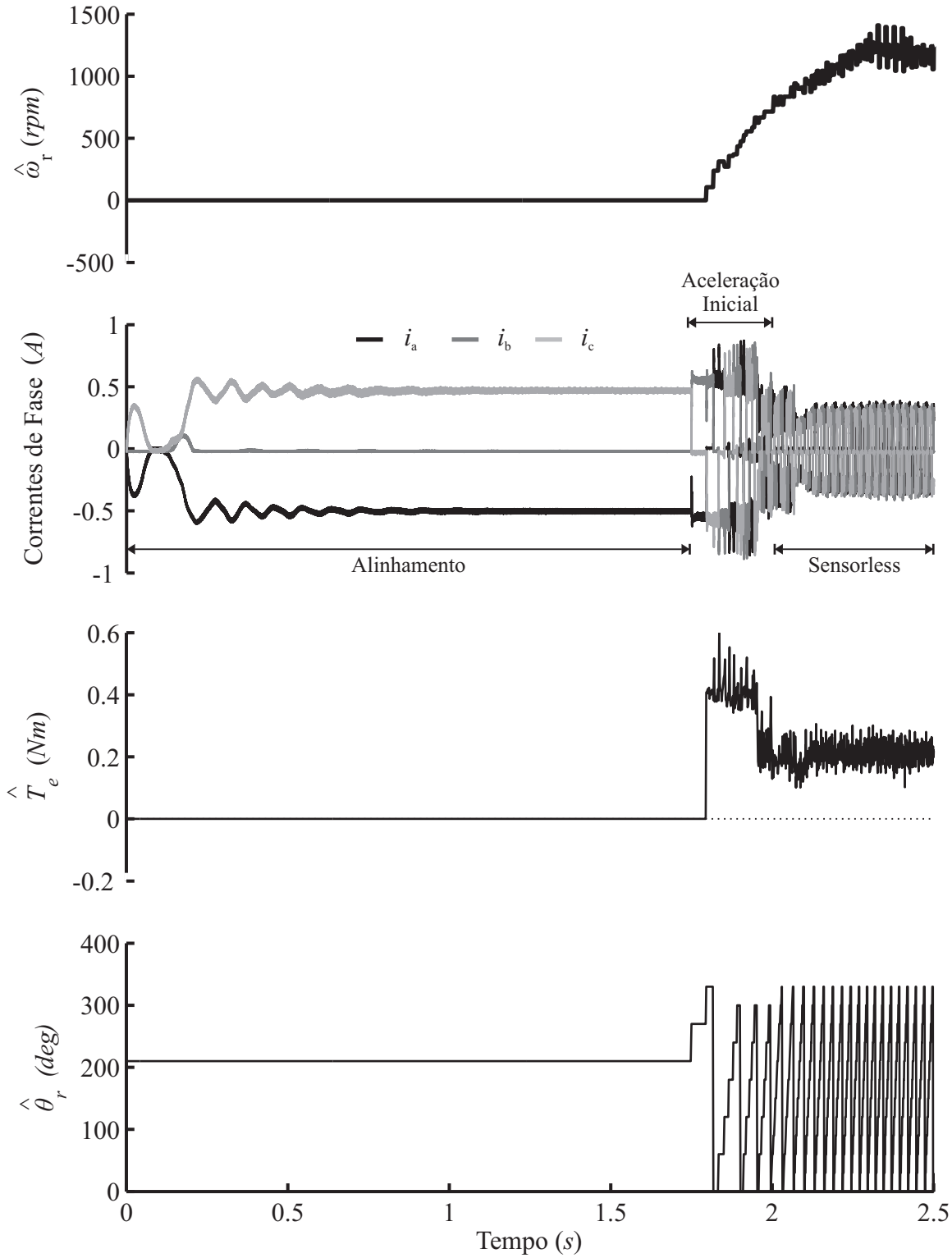

Figura 5.4: Resultado Experimental: Partida do BLDCM com rotor desalinhado.

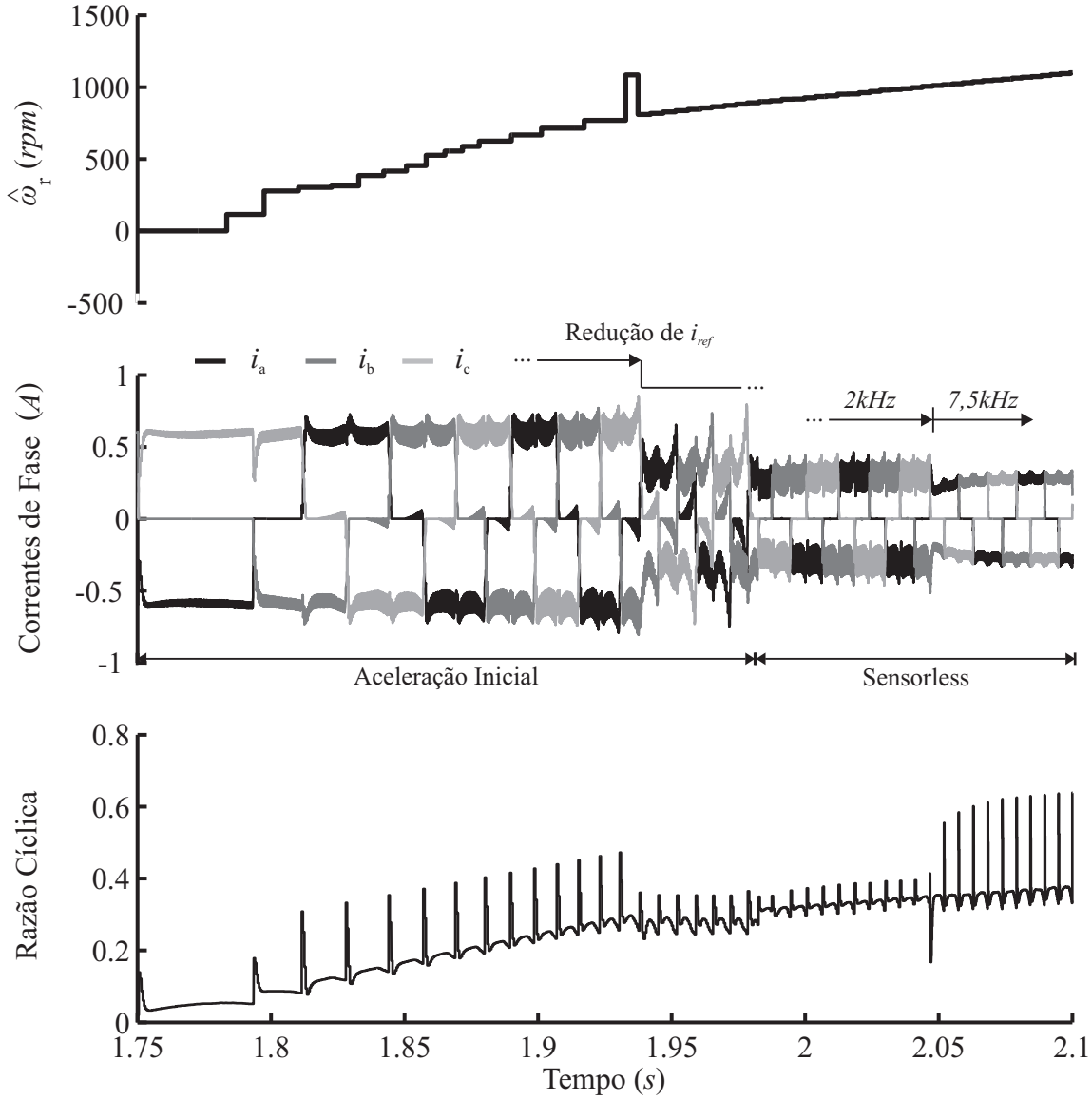

Figura 5.5: Resultado de Simulação: Aceleração do BLDCM após alinhamento.

A segunda etapa da partida que corresponde a aceleração do motor pode ser observada em detalhes nas Figuras 5.5 e 5.6. Ao analisar as figuras, é possível determinar três modos de transição. O primeiro modo é a redução da referência de corrente para desacelerar o motor e permitir que a frequência de acionamento seja compatível com a banda passante do controlador de corrente. O segundo modo de transição corresponde à entrada da técnica de identificação da posição do rotor (sensorless) seguida por uma redução na referência de corrente. Esse modo pode ser verificado pela a ausência da condução da terceira fase. A última transição é o aumento na frequência de comutação do inversor e na amostragem da corrente do barramento CC para $7,5kHz$. Sendo que nesta transição, é evidente a melhoria na síntese das correntes de fase com a redução das oscilações.

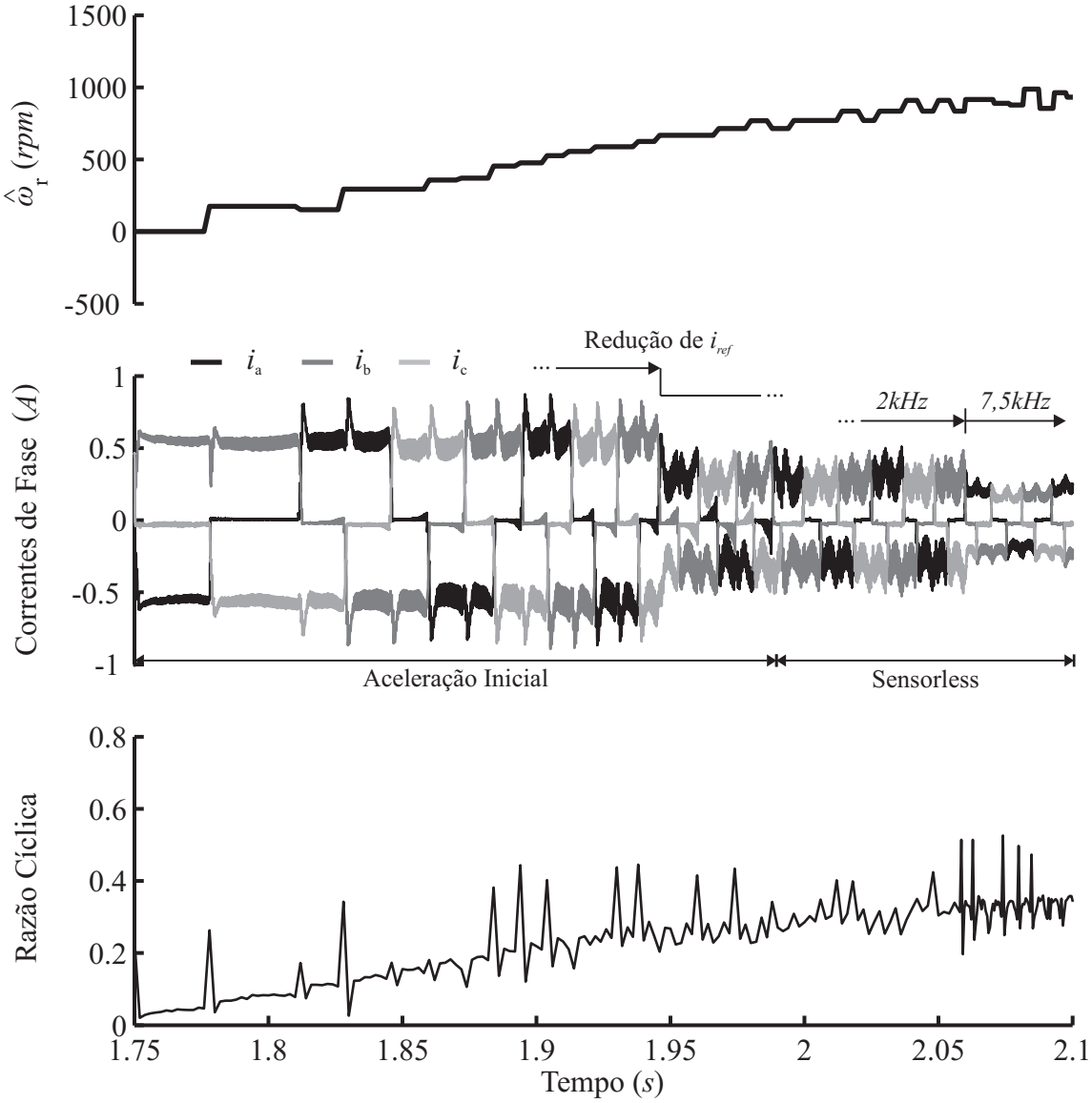

Figura 5.6: Resultado Experimental: Aceleração do BLDCM após alinhamento.

A razão cíclica apresenta coerência entre o resultado de simulação e o resultado experimental, como mostram as Figuras 5.5 e 5.6. Apesar da restrição do número de pontos da figura experimental.

As tensões nos terminais do motor durante a partida são apresentadas nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9. Salienta-se que elas são referenciadas no negativo do barramento CC.

A Figura 5.7 apresenta as tensões dos terminais do motor durante a etapa de alinhamento do rotor e da aceleração. No período de alinhamento do rotor onde são energizadas duas fases do motor, é possível observar a variação da FCEM na fase aberta. Neste caso ocorreu deslocamento angular induzindo tensão nos enrolamentos estatóricos. Por este motivo a tensão da fase aberta apresenta variações de tesão, como podem ser verificadas no primeiro gráfico da Figura 5.7.

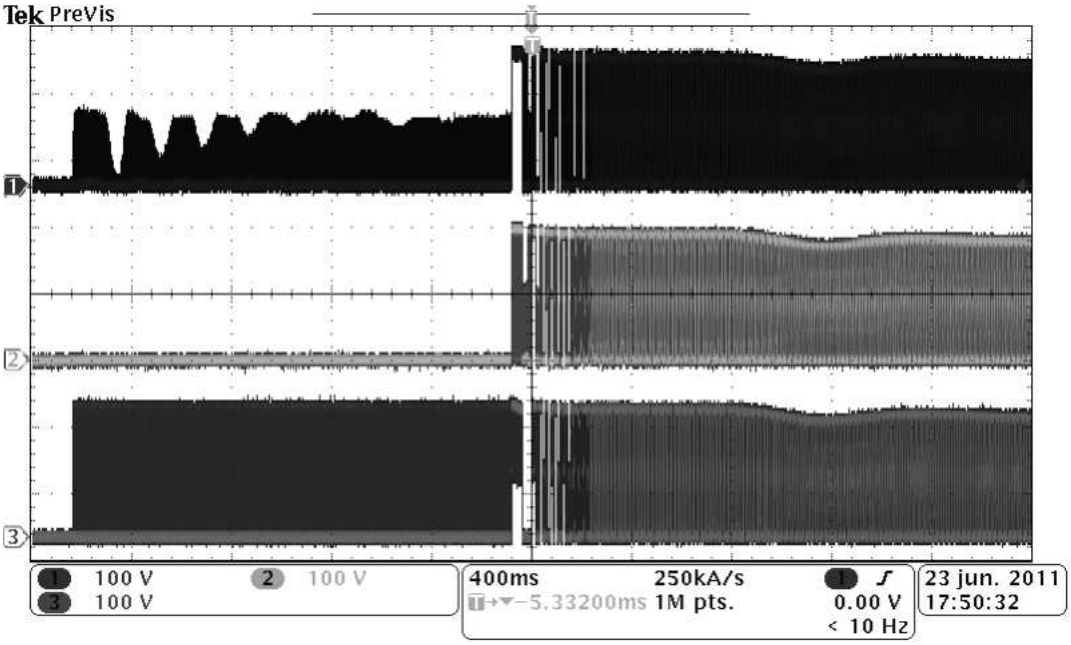

Figura 5.7: Tensões nos terminais do motor em relação ao negativo do barramento CC durante a partida do motor.

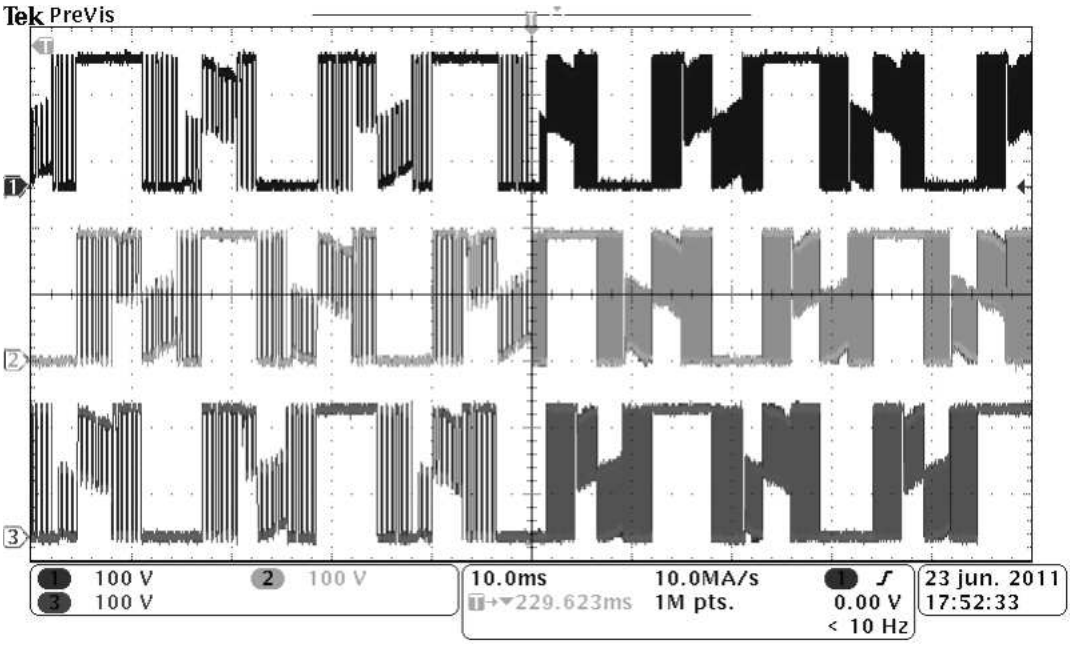

Figura 5.8: Transição da frequência de comutação do inversor PWM.

A transição da baixa para a alta frequência de comutação do inversor PWM pode ser observada na Figura 5.8. Nota-se a melhoria na resolução da identificação do ZCP da FCEM devido ao aumento do número de amostras durante o período de monitoração da fase aberta.

A operação em regime permanente revela que a FCEM não é linear na região de cruzamento. Este fato é devido a características construtivas da máquina, principalmente

pelo processo de magnetização dos ímãs permanentes. A região não-linear de cruzamento pode ser observada em destaque na Figura 5.9.

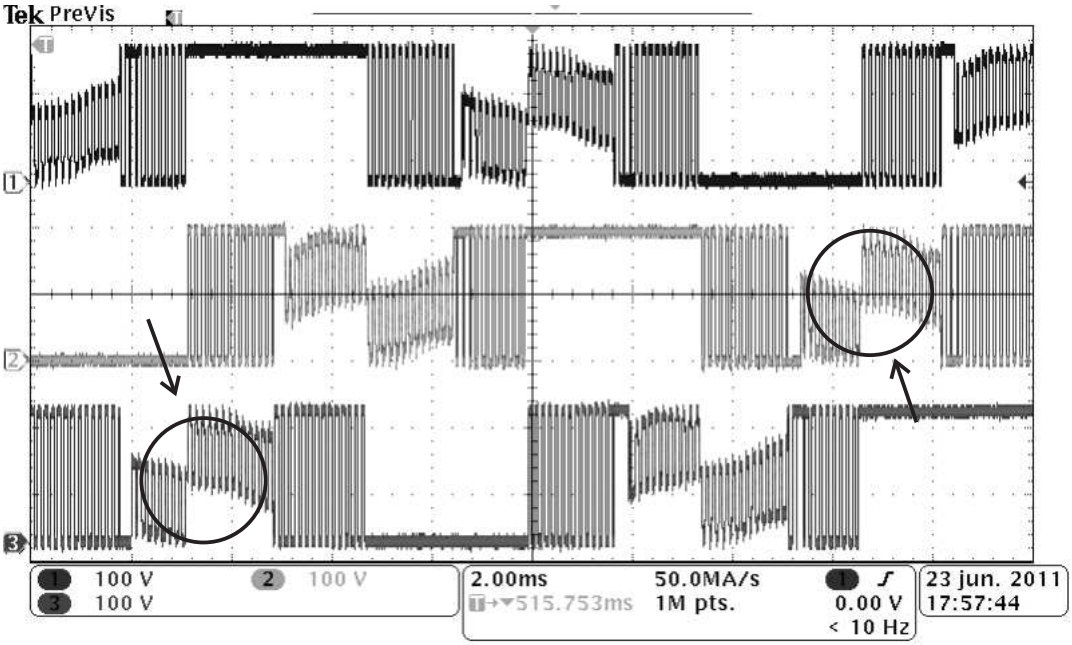

Figura 5.9: Tensões nos terminais do motor durante operação com velocidade de $1500rpm$.

5.3 Estimação da Posição e da Velocidade do Rotor

O desempenho da estimação da posição e da velocidade do rotor com o uso do algoritmo de mínimos quadrados pode ser avaliado nos resultados experimentais das Figuras 5.10 e 5.11.

A Figura 5.10 mostra a operação da bancada experimental sem o uso do algoritmo. Neste caso é apenas monitorado o ZCP da FCEM. Evidentemente, a simples detecção pela amostragem das tensões insere erros na estimação da posição que refletem na estimativa da velocidade de rotor, como foi discutido no Capítulo 3.

O uso do algoritmo de mínimos quadrados reduz de forma acentuada os erros verificados na estimativa da velocidade rotórica. Contudo, ainda permanecem erros na detecção da FCEM, como mostrado na Figura 5.11.

Os resultados experimentais exibem dois tipos de erros na detecção do ZCP, os quais são refletidos na estimativa da velocidade. Um erro devido a detecção errônea do ZCP, enquanto que o outro erro que possui variações na ordem de $\pm 100rpm$ são causados pelo somatório de características não ideais da aplicação prática, tais como, a assimetria das FCEM, não-linearidade no ZCP da FCEM, assimetria das bobinas do estator, variação

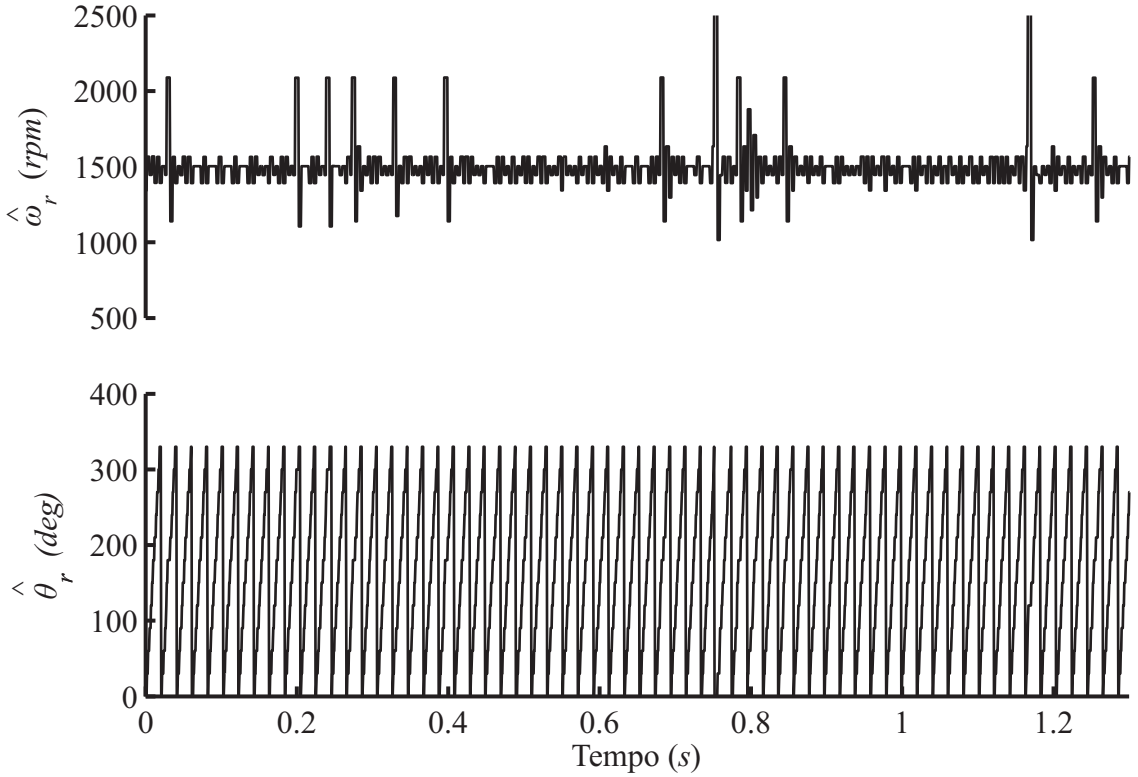

Figura 5.10: Resultado Experimental: Operação sem o uso do algoritmo de otimização.

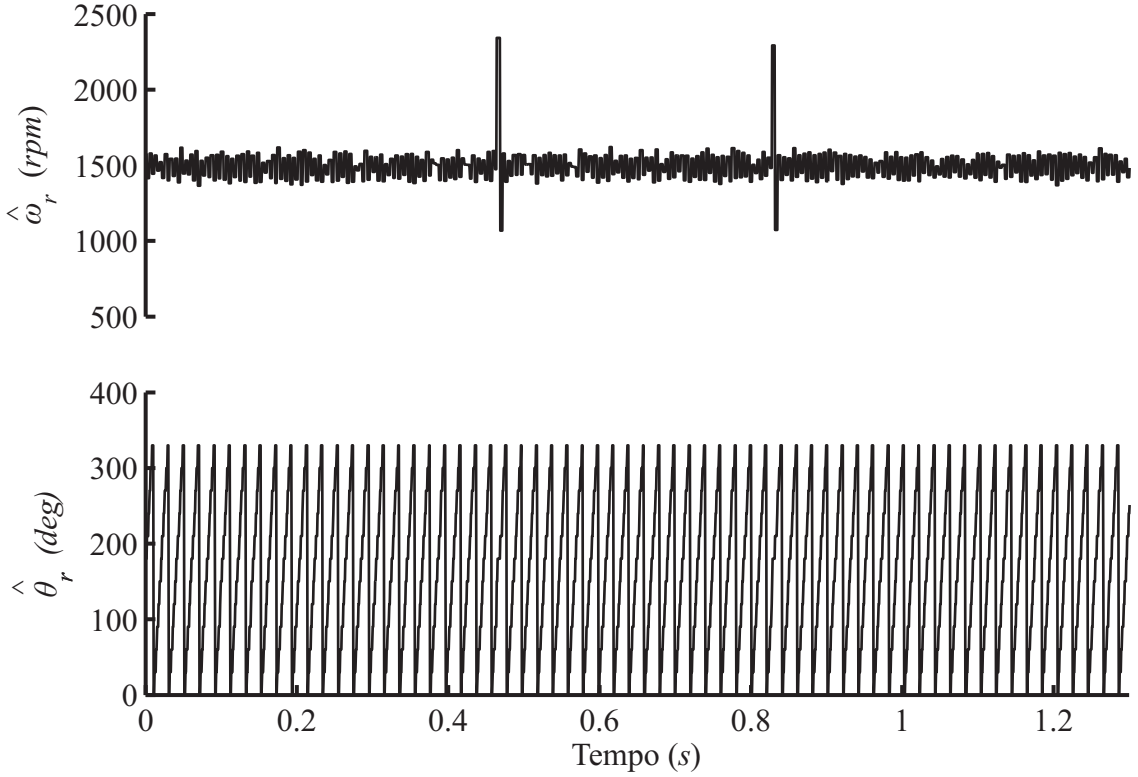

Figura 5.11: Resultado Experimental: Operação com o uso do algoritmo de otimização.

paramétrica entre as fases, conjugado de borda (*Cogging Torque*), período prolongado de roda livre na comutação de fase e a pequena variação nos ganhos da instrumentação de

medida. A Figura 5.12 mostra em detalhes o erro na detecção do ZCP.

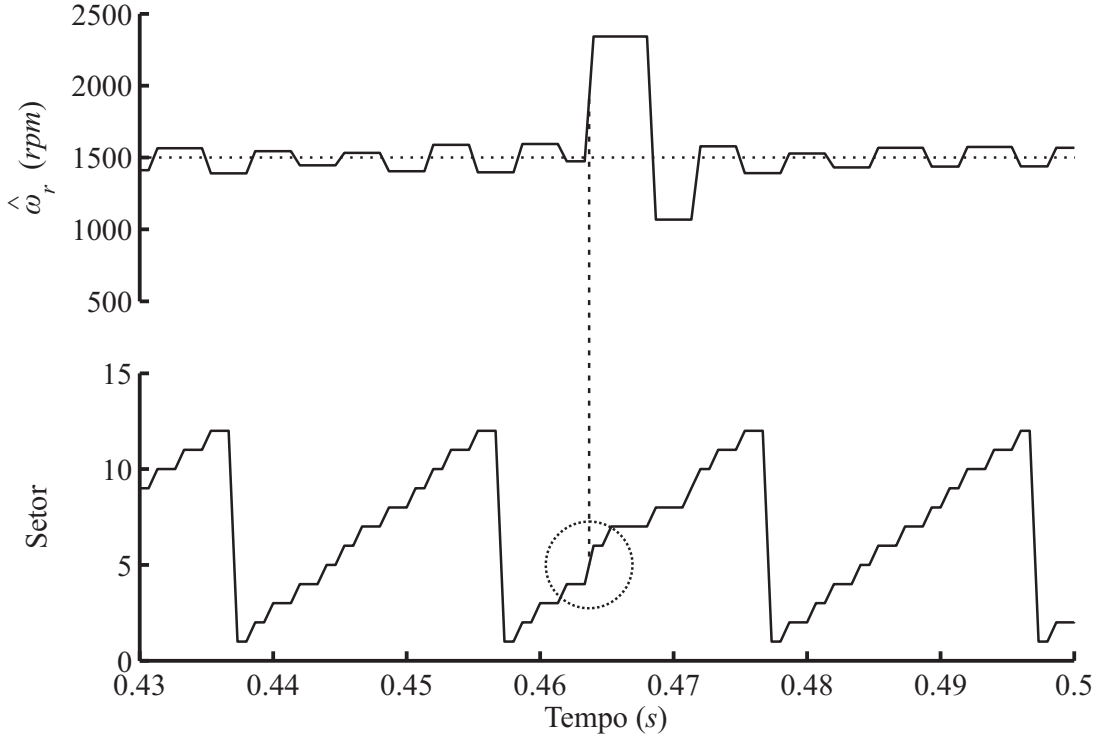

Figura 5.12: Resultado Experimental: Descrição do erro de detecção do ZCP da FCEM.

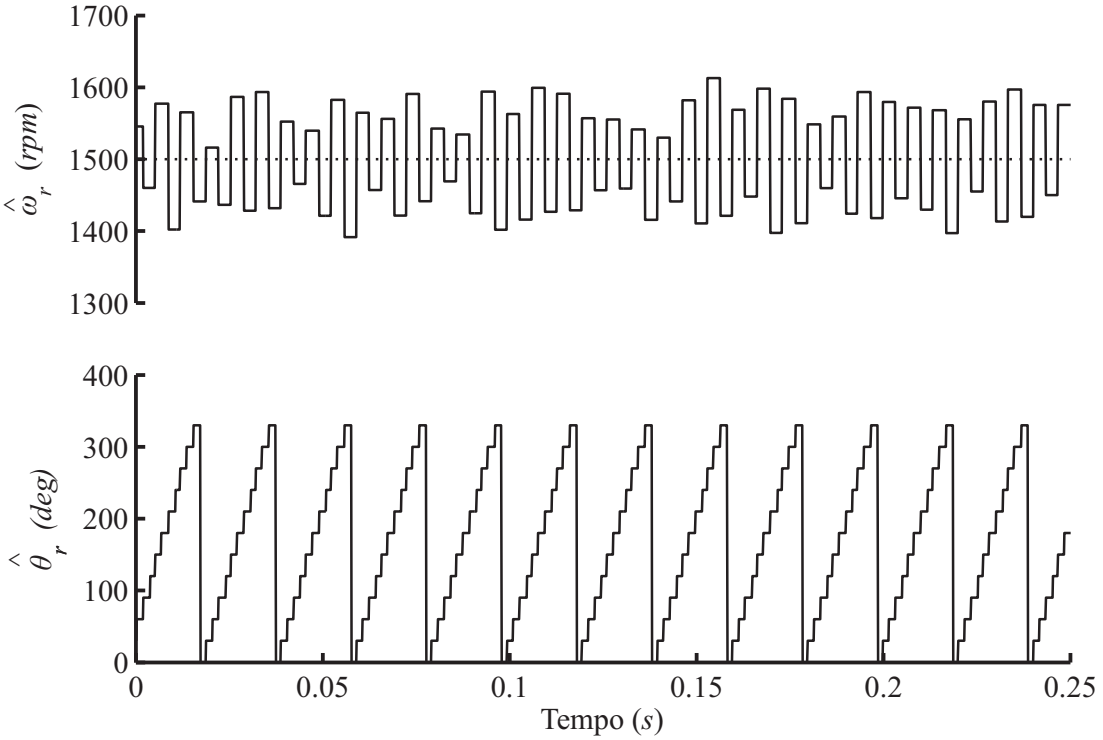

Figura 5.13: Resultado Experimental: Otimização baseada nos instantes de tempo passados da detecção do ZCP.

De forma a compensar o erro acentuado na estimativa da velocidade de rotação, inseriu-se uma restrição à implementação da técnica sensorless, onde somente é computada a identificação do ZCP da FCEM quando o tempo relativo do contador auxiliar for maior que 50% do intervalo de tempo de dois ZCP passados. A definição deste valor leva em consideração as oscilações de velocidade do rotor, pois esse tempo é inversamente proporcional a velocidade de rotação. Logo, o valor deve ser definido de forma a não restringir a monitoração indireta das oscilações de velocidade. Embora, o algoritmo de mínimos quadrados pode não ser 100% utilizado no processo por falta de amostras, o erro é compensado, como mostrado na Figura 5.13. Além disso, é possível notar que a posição com resolução de 60º elétricos apresentou simetria, confirmando a melhoria com a restrição. Destaca-se que quando o algoritmo de mínimos quadrados não é implementado no procedimento, o próprio tempo relativo do contador é denominado o instante de ZCP, logo há uma identificação segundo a restrição imposta. Portanto, reduziram-se os erros de identificação inseridos pelo processo de amostragem com o método dos mínimos quadrados e ainda foram evitados os erros antecipatórios da detecção do ZCP.

5.4 Controle da Corrente do Barramento CC

O controle de corrente durante a partida é apresentado na Figura 5.14, onde pode-se observar a corrente do barramento CC amostrada com sua respectiva referência de corrente. Além disso, as correntes de fase do motor são apresentadas de forma a comprovar a sua síntese adequada. Salienta-se que durante o alinhamento não há o controle da corrente do barramento em malha fechada, sendo este realizado somente no período da aceleração do motor.

As oscilações de magnitude nas correntes de fase são provocadas por dois distúrbios: (i) comutação de fase (distúrbio interno) e (ii) a FCEM (distúrbio exógeno). Pode-se verificar que a corrente do barramento CC, assim como as correntes médias de fase convergiram assintoticamente à corrente de referência previamente estipulada, como mostrado na Figura 5.14.

O aumento da frequência de comutação evidenciado no último período da aceleração reduz as oscilações provocadas pela modulação PWM. Desta forma, o efeito da FCEM sobre a malha de corrente é destacado. Na Figura 5.15 pode ser observado que no inicio da comutação de fase e no final da condução de fase a magnitude das correntes é maior. Existem duas razões para a elevação da magnitude, a comutação de fase que provoca o aumento súbito da razão cíclica para aumentar a inserção de energia ao motor e a FCEM

que não apresenta a forma trapezoidal ideal, ou seja, a magnitude da FCEM de linha é menor no inicio e no final dos 60º elétricos de condução, o qual provoca o aumento repentino da tensão resultante sobre os enrolamentos do estator. Desta forma, o aumento da corrente nos instantes comentados é inevitável devido a limitação da banda passante do controlador de corrente.

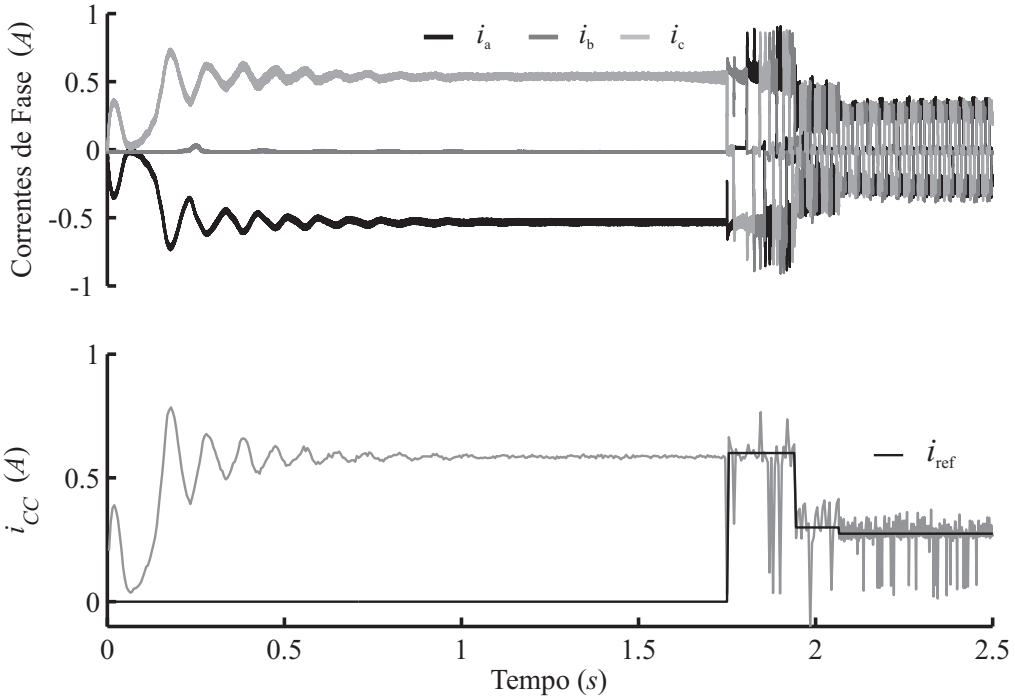

Figura 5.14: Resultado Experimental: Correntes de fase do motor; Comparação entre a corrente de referência e a corrente do barramento CC amostrada durante a aceleração do BLDCM.

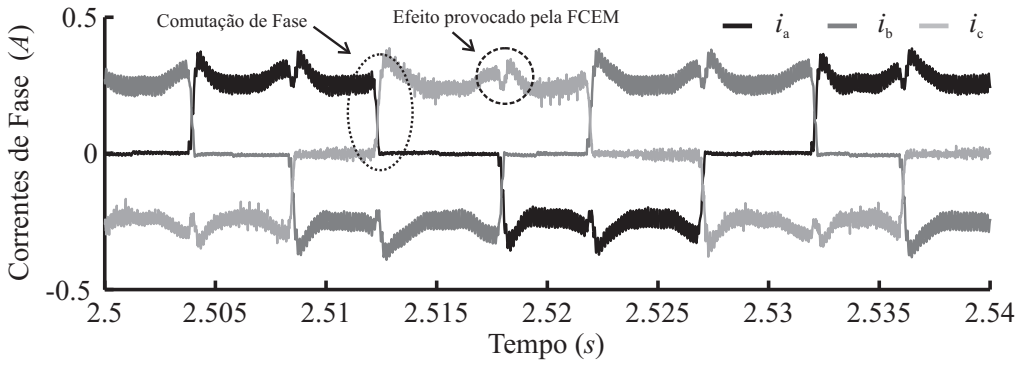

Figura 5.15: Resultado Experimental: Correntes de fase em regime permanente.

O desempenho da malha interna de corrente do controle de velocidade pode ser observado na Figura 5.16. Apesar da variação na corrente de referência produzida pela ação de controle da malha de velocidade, a corrente do barramento CC amostrada segue a referência imposta.

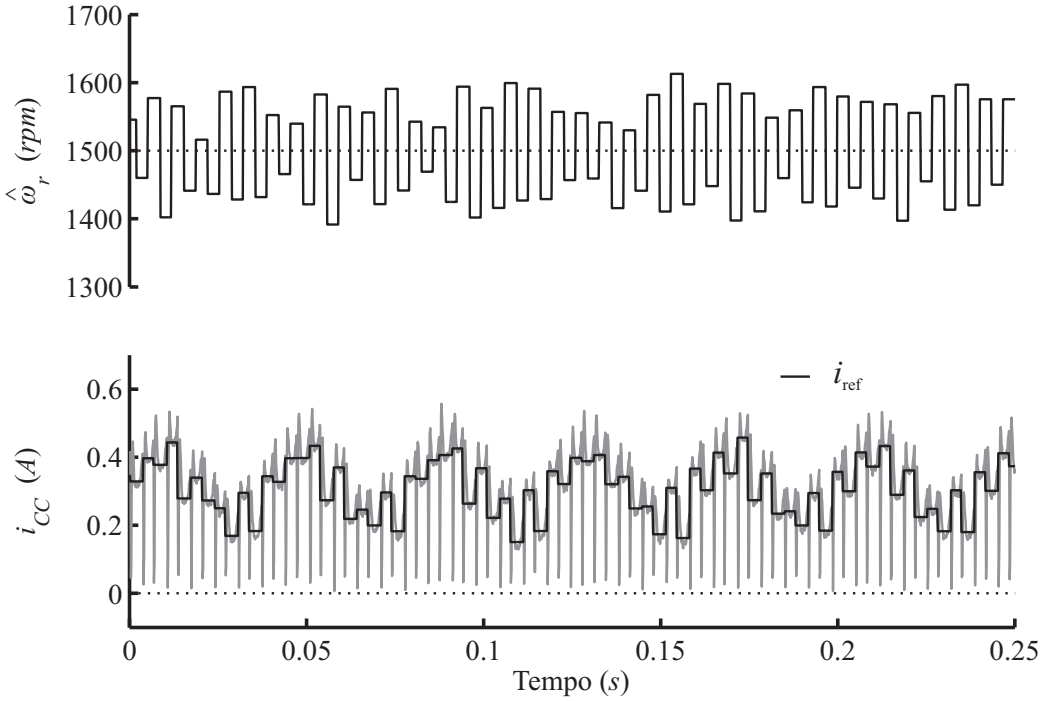

Figura 5.16: Resultado Experimental: Comparação entre as correntes de referência e do barramento CC na malha interna de corrente.

5.5 Controle de Velocidade Sensorless

Os controladores de velocidade sensorless do rotor são avaliados sob dois aspectos. O primeiro corresponde ao desempenho transitório segundo a resposta a um degrau na referência de velocidade. Para este caso foram realizados dois degraus, um degrau de $1300rpm$ para $1800rpm$ e outro de $1800rpm$ para $1500rpm$. O segundo aspecto abordado é a resposta em regime permanente com foco no rastreamento da referência de velocidade e na rejeição do conjugado de carga. A implementação do conjugado de carga que caracteriza a aplicação em compressores alternativos é apresentada no Apêndice A. Como não há sensores de posição nem de velocidade, os resultados experimentais mostram apenas a velocidade de rotação estimada.

As Figuras 5.17 e 5.18 apresentam a resposta transitória a um degrau na referência de velocidade do sistema de controle com o controlador PI. Sendo que, os dois resultados exibem conformidade e semelhança na performance de simulação e experimental.

De forma análoga, as Figuras 5.19 e 5.20 mostram a resposta transitória a um degrau na referência de velocidade do sistema de controle constituído pelo controlador proposto. Analisando os resultados, é possível evidenciar a semelhança das respostas dinâmicas.

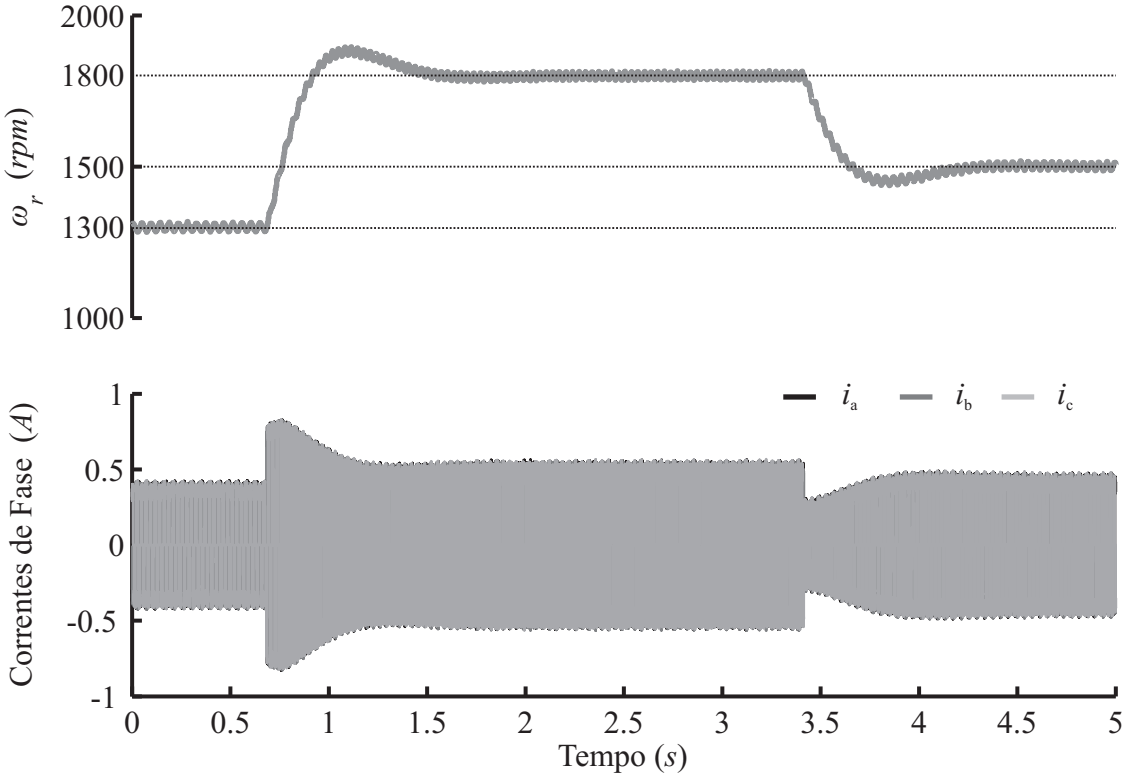

Figura 5.17: Resultado de Simulação: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador PI (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm).

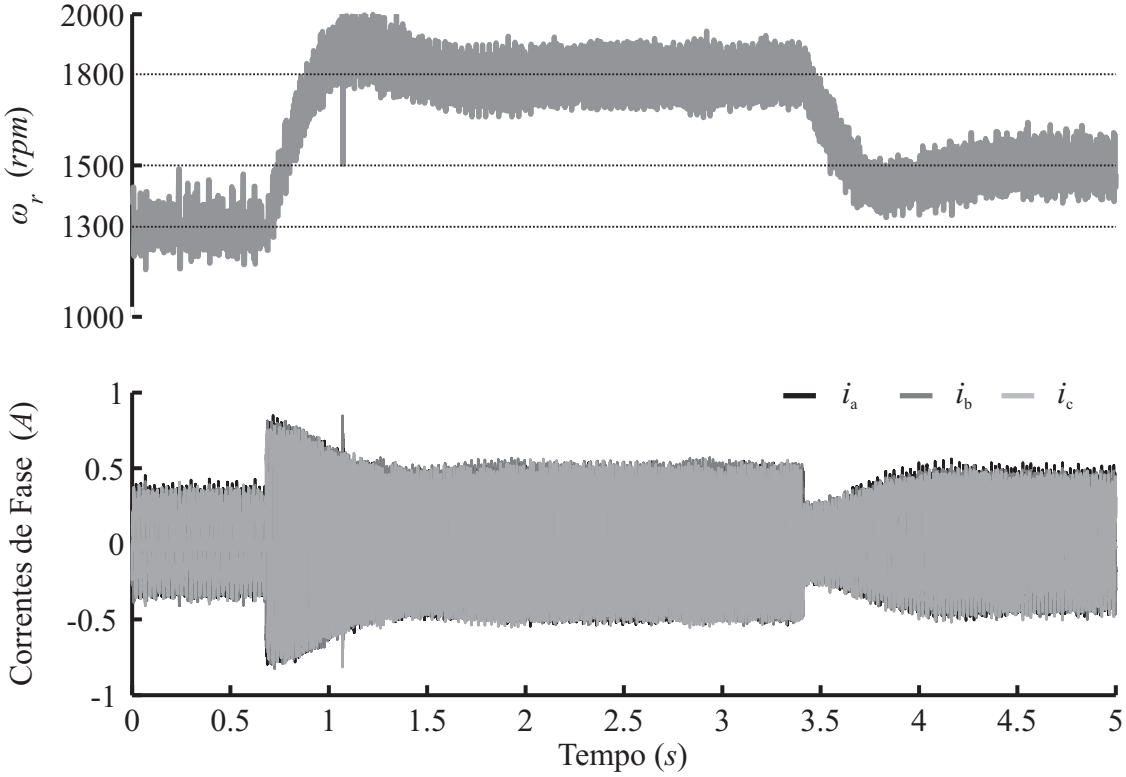

Figura 5.18: Resultado Experimental: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador PI (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm).

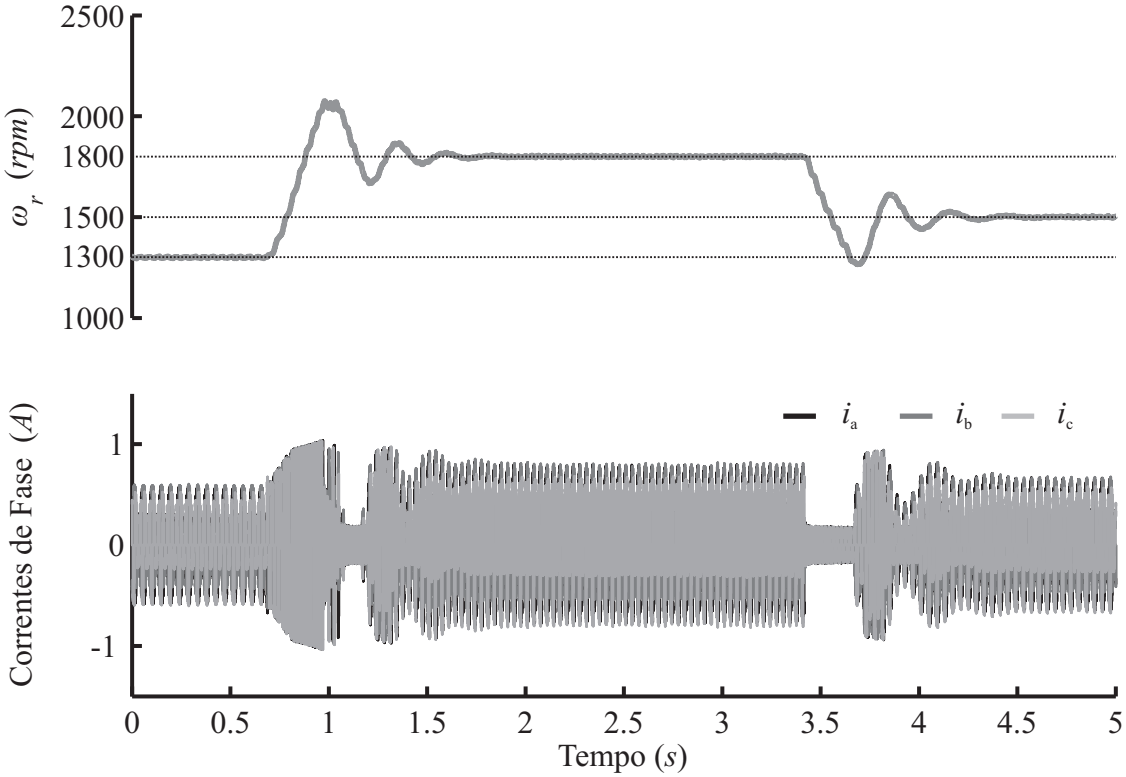

Figura 5.19: Resultado de Simulação: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador proposto (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm).

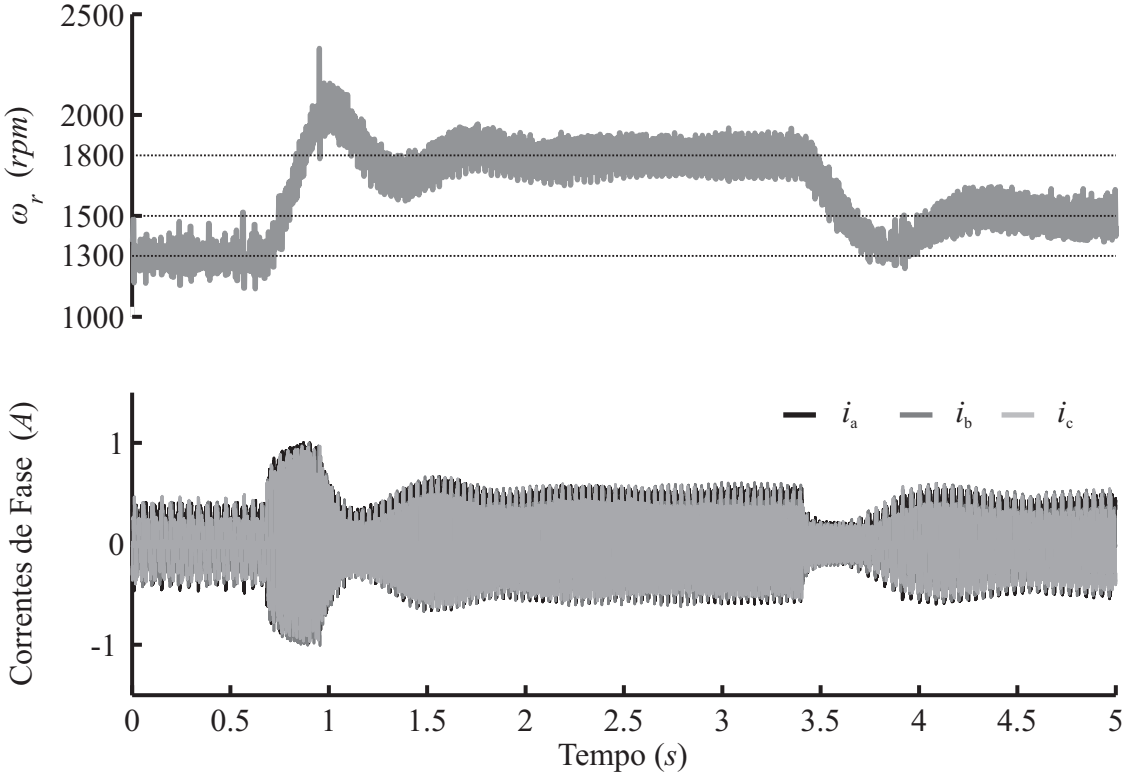

Figura 5.20: Resultado Experimental: Resposta a um degrau na referência da velocidade de rotação com o controlador proposto (1300rpm para 1800rpm; 1800rpm para 1500rpm).

Uma diferença constatada na resposta transitória da Figura 5.20 é o nível de saturação da corrente, o qual é maior que o nível estipulado no resultado de simulação. Além disso, o tempo de acomodação é maior, visto que a melhoria na resposta dinâmica proporcionada pelo *anti-windup* é reduzida. Esse desempenho é justificado pela discrepância paramétrica do sistema Motor-Gerador simulado e o da implementação em bancada. Tendo em vista, que a linearização no controlador proposto depende dos parâmetros mecânicos do motor.

As Figuras 5.21, 5.22, 5.23 e 5.24 mostram a performance do controle da velocidade de rotação em regime permanente e dos seus respectivos conjugados de carga e/ou conjugado eletromagnético. Salienta-se que a velocidade de referência estipulada é de $1500rpm$.

O principal limitante experimental observado são as oscilações na estimativa da velocidade de rotação devido a fatores apresentados anteriormente. Estas oscilações provocam erros na síntese da corrente de referência. Apesar disso, a velocidade média de rotação segue assintoticamente a velocidade de referência.

O conjugado eletromagnético relativo ao sistema de controle com o controlador PI apresentaram conformidade entre os resultados de simulação e experimentais. No entanto, os conjugados eletromagnéticos sintetizados pelo controlador proposto apresentaram diferenças na magnitude da oscilação. Esta diferença é devido às variações paramétrica entre a simulação e a bancada, além dos erros apresentados na velocidade estimada.

A compensação do conjugado de carga através do conjugado eletromagnético é avaliada em duas velocidades de operação, em $1500rpm$ e $1800rpm$. A análise comparativa entre os dois conjugados é realizada para controladores de velocidade sensorless.

Os conjugados apresentados nos resultados experimentais são estimados pela substituição das correntes medidas por um osciloscópio digital na equação (2.3).

As Figuras 5.25 e 5.26 são resultados referentes a operação em $1800rpm$ com o sistema de controle constituído pelo controlador PI. Enquanto que as Figuras 5.27 e 5.28 são resultados referentes a operação em $1500rpm$ com o mesmo controlador.

O controle de velocidade com o controlador PI sintetiza o conjugado eletromagnético próximo ao valor médio do conjugado de carga produzido pelo gerador. Por este motivo, a velocidade média tende assintoticamente à velocidade de referência. Além disso, os resultados experimentais apresentam magnitudes semelhantes aos resultados de simulação.

Os conjugados referentes ao sistema de controle de velocidade com o controlador proposto são apresentados nas Figuras 5.29 e 5.30 com operação em $1800rpm$ e nas Figuras 5.31 e 5.32 com operação em $1500rpm$.

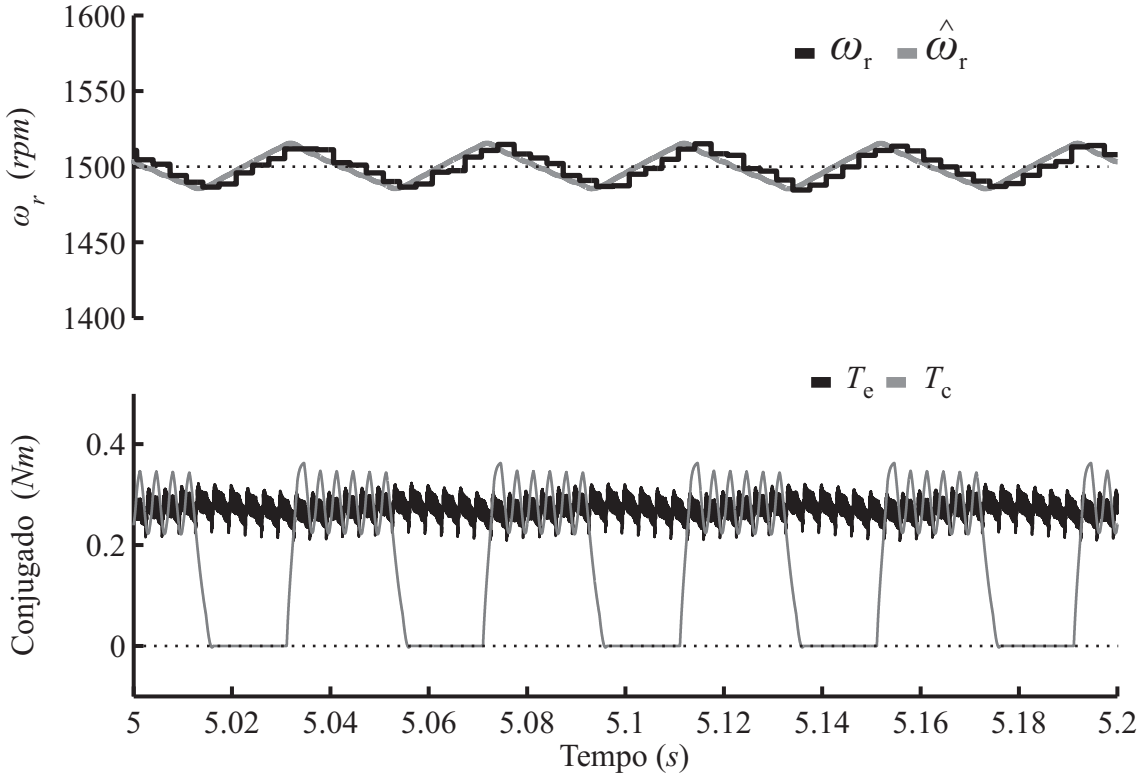

Figura 5.21: Resultado de Simulação: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado de carga e eletromagnético operando com o controlador PI.

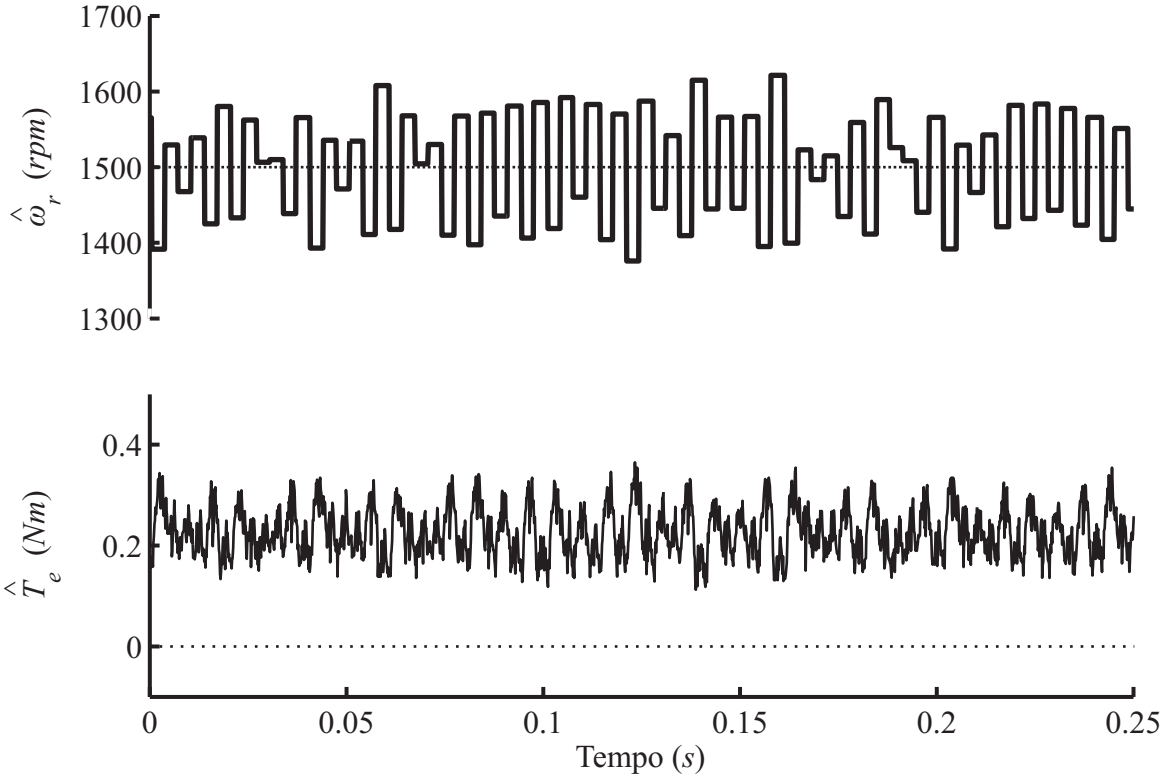

Figura 5.22: Resultado Experimental: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado eletromagnético operando com o controlador PI.

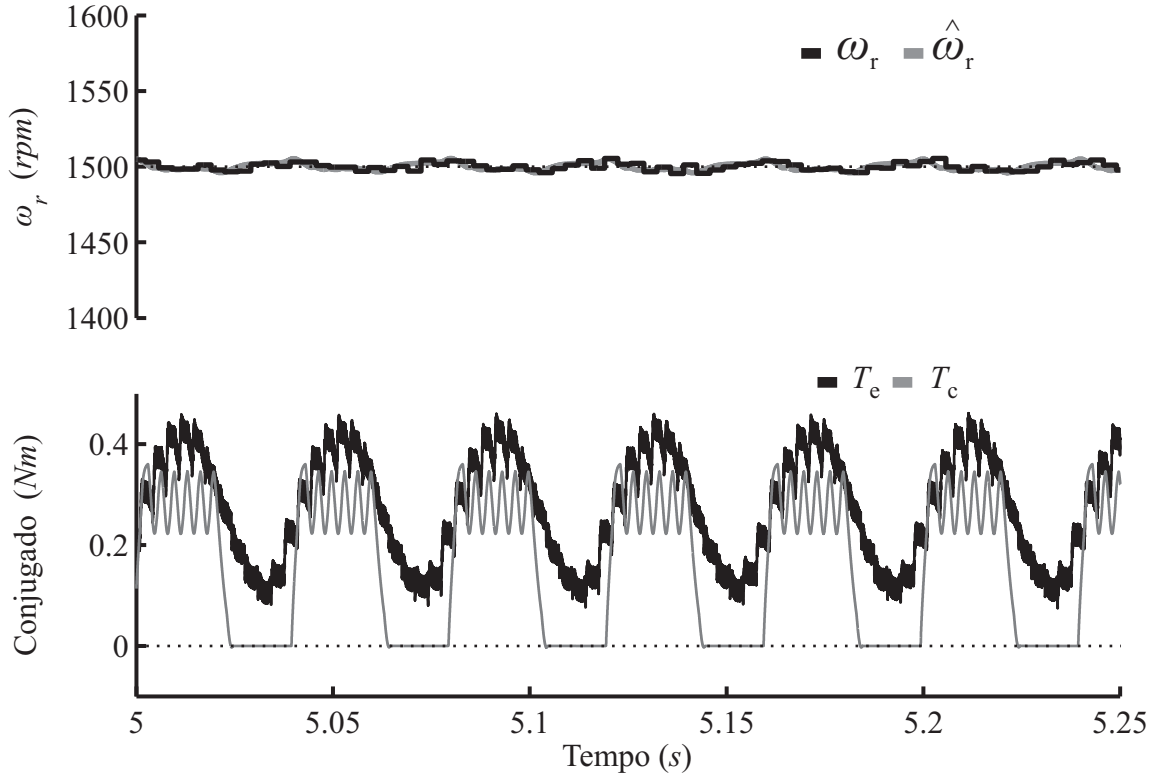

Figura 5.23: Resultado de Simulação: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado de carga e eletromagnético operando com o controlador RP

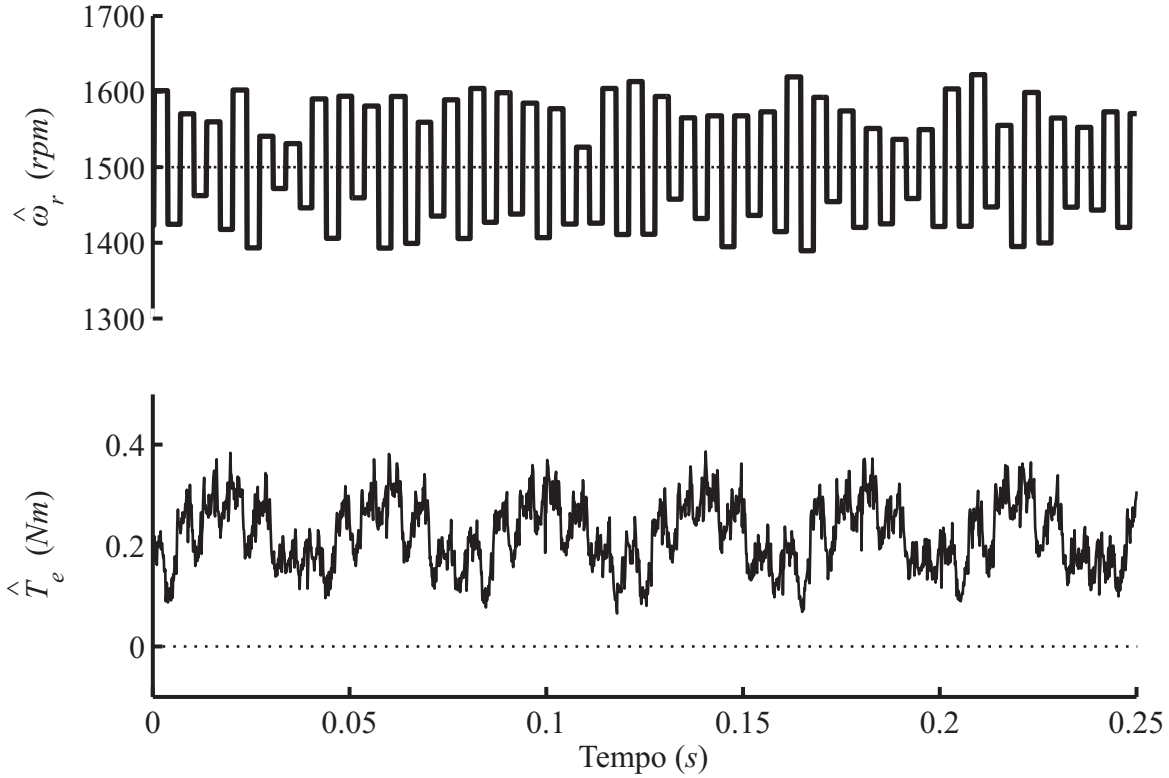

Figura 5.24: Resultado Experimental: Relação entre a velocidade de rotação estimada e o conjugado eletromagnético operando com o controlador RP.

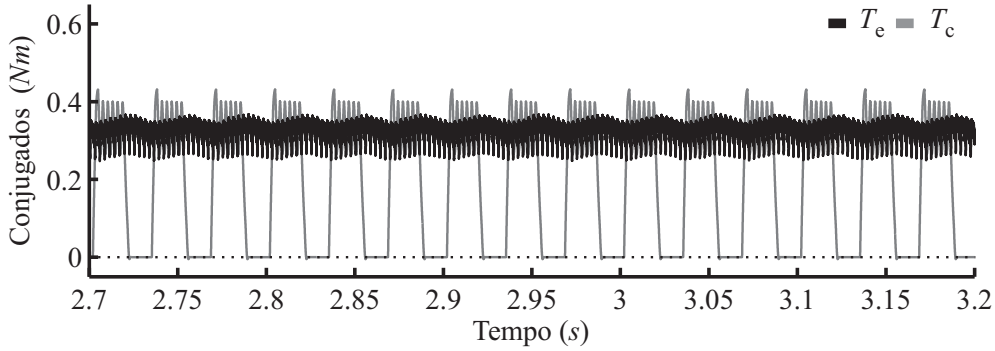

Figura 5.25: Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1800rpm).

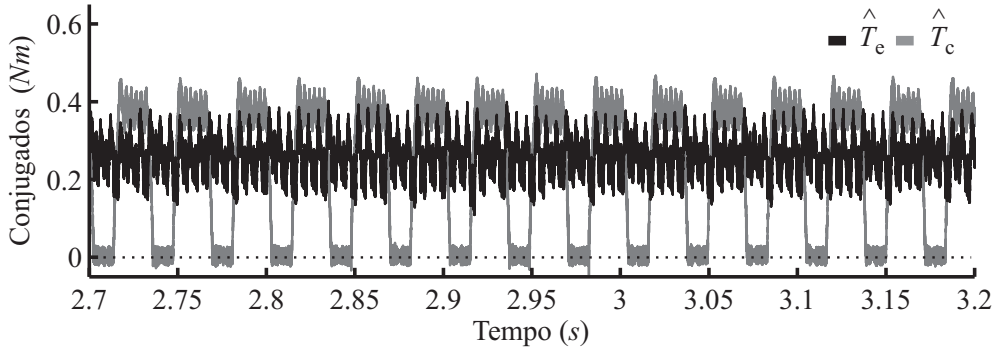

Figura 5.26: Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1800rpm).

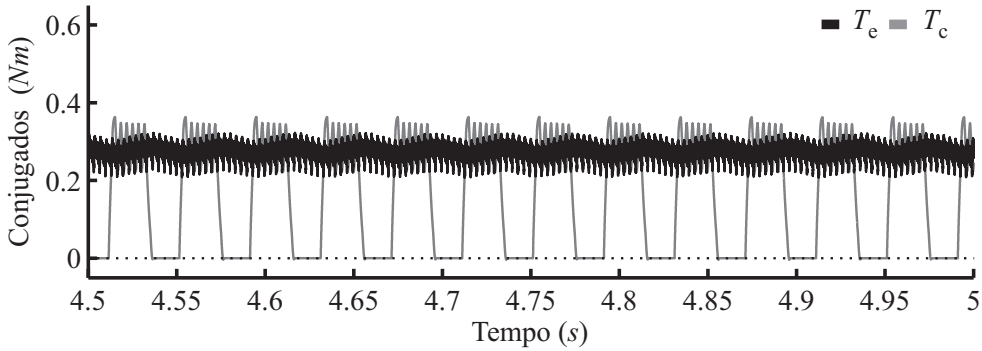

Figura 5.27: Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1500rpm).

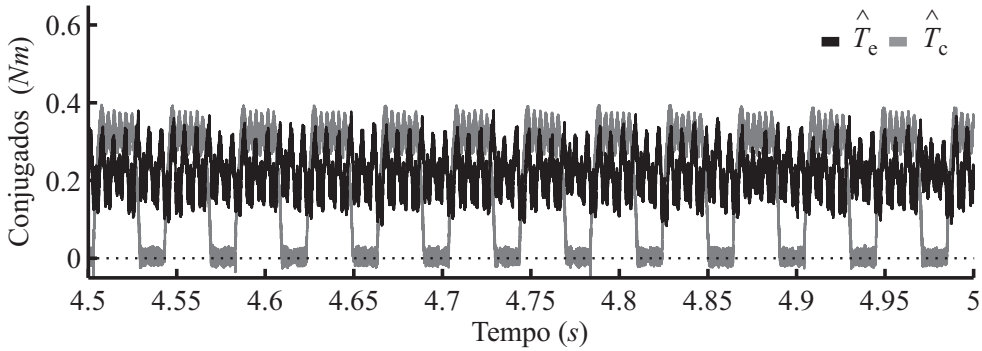

Figura 5.28: Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador PI (1500rpm).

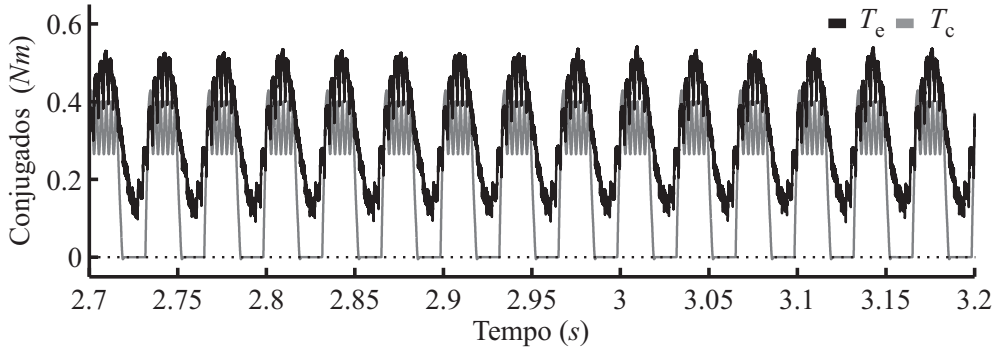

Figura 5.29: Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1800rpm).

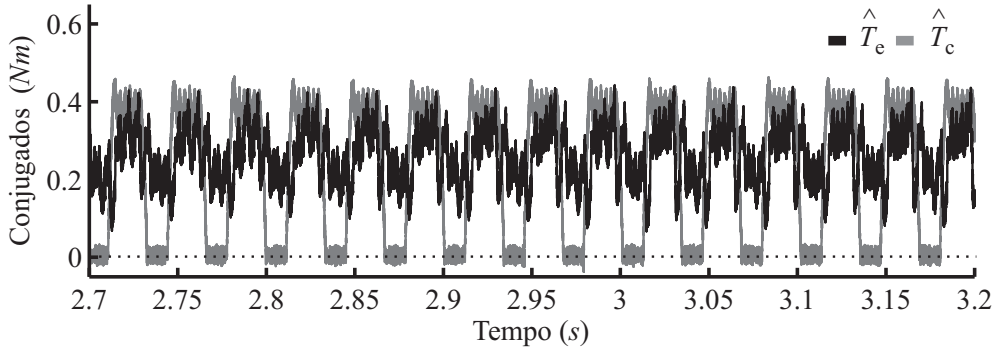

Figura 5.30: Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1800rpm).

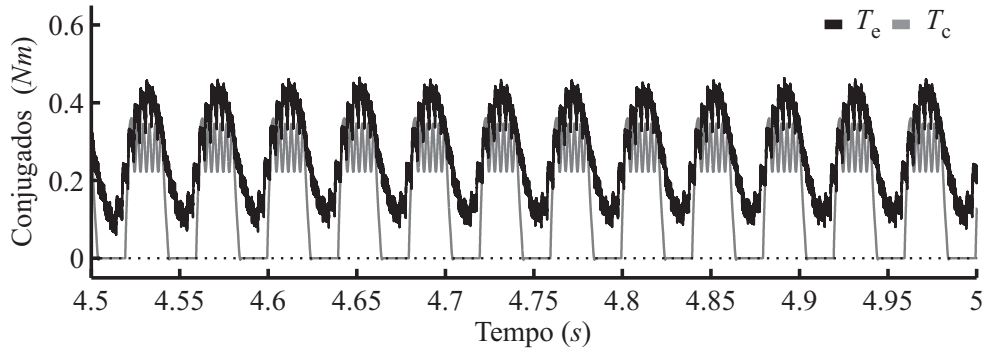

Figura 5.31: Resultado de Simulação: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1500rpm).

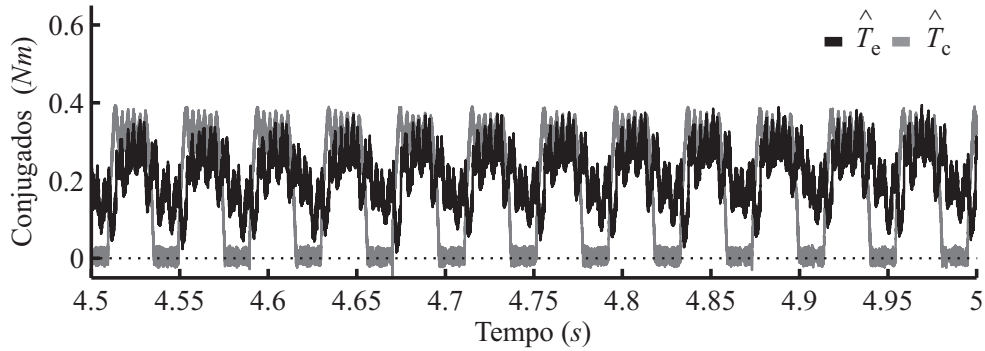

Figura 5.32: Resultado Experimental: Conjugados de carga e eletromagnético com controlador RP (1500rpm).

As Figuras 5.30 e 5.32 indicam que apesar da presença de oscilações nas estimativas de velocidade, os conjugados eletromagnéticos sintetizados apresentaram componentes harmônicas que contemplam a rejeição das variações de carga.

De forma a mensurar qualitativamente e quantitativamente a compensação do conjugado de carga, são analisados e comparados os espectros harmônicos dos conjugados. Os resultados obtidos são determinados utilizando a informação presente nas Figuras 5.25 - 5.32.

As Figuras 5.33, 5.34, 5.35 e 5.36 apresentam o espectro harmônico dos conjugados de carga e eletromagnético com o sistema de controle de velocidade constituído pelo controlador PI. Os resultados experimentais do conjugado eletromagnético mostram que a sexta componente harmônica múltipla da frequência angular de rotação apresenta a maior magnitude em relação às outras componentes até a faixa de $300Hz$. Este fato é reflexo das oscilações contidas na velocidade de rotação estimada.

As Figuras 5.37, 5.38, 5.39 e 5.40 mostram o espectro harmônico dos conjugados de carga e eletromagnético com o sistema de controle de velocidade constituído pelo controlador proposto. Igualmente aos resultados produzidos pela ação proporcional-integral, o conjugado eletromagnético apresenta a sexta componente harmônica. Entretanto, a primeira componente harmônica igual a frequência de rotação do motor é predominante no espectro, tanto no resultado de simulação quanto no resultado experimental, apenas com diferença na magnitude. Portanto, é possível concluir que há rejeição da primeira componente harmônica do conjugado de carga do motor.

As Tabelas 5.5 e 5.6 apresentam a relação entre a magnitude das componentes harmônicas do conjugado eletromagnético e o conjugado de carga em termos percentuais. Ao comparar as duas tabelas, pode-se concluir quantitativamente as mesmas considerações acima, com presença dominante da sexta componente harmônica nos resultados experimentais e a rejeição parcial da primeira harmônica do conjugado de carga através do uso do controlador de velocidade com a ação repetitiva.

Tabela 5.5: Resultado de Simulação - Relação Percentual entre T_e e T_c.

Controlador	Velocidade	Componente Harmônica (%)					
	(rpm)	1ª	2ª	3ª	4ª	5ª	6ª
PI	1500	4,46	1,98	1,11	0,00	0,00	0,47
PI	1800	3,80	1,70	0,82	0,34	0,00	0,47
RP	1500	83,71	26,25	8,97	7,25	3,33	0,97
RP	1800	84,91	28,41	7,44	6,23	2,93	0,87

Tabela 5.6: Resultado Experimental - Relação Percentual entre $\hat{T}_e$ e $\hat{T}_c$.

Controlador	Velocidade	Componente Harmônica (%)					
	(rpm)	1ª	2ª	3ª	4ª	5ª	6ª
PI	1500	4,30	18,18	1,67	31,52	22,22	258,55
PI	1800	3,26	15,80	1,49	24,34	32,10	206,77
RP	1500	33,11	25,35	2,13	52,79	32,61	190,00
RP	1800	28,39	36,02	0,80	66,15	33,98	201,24

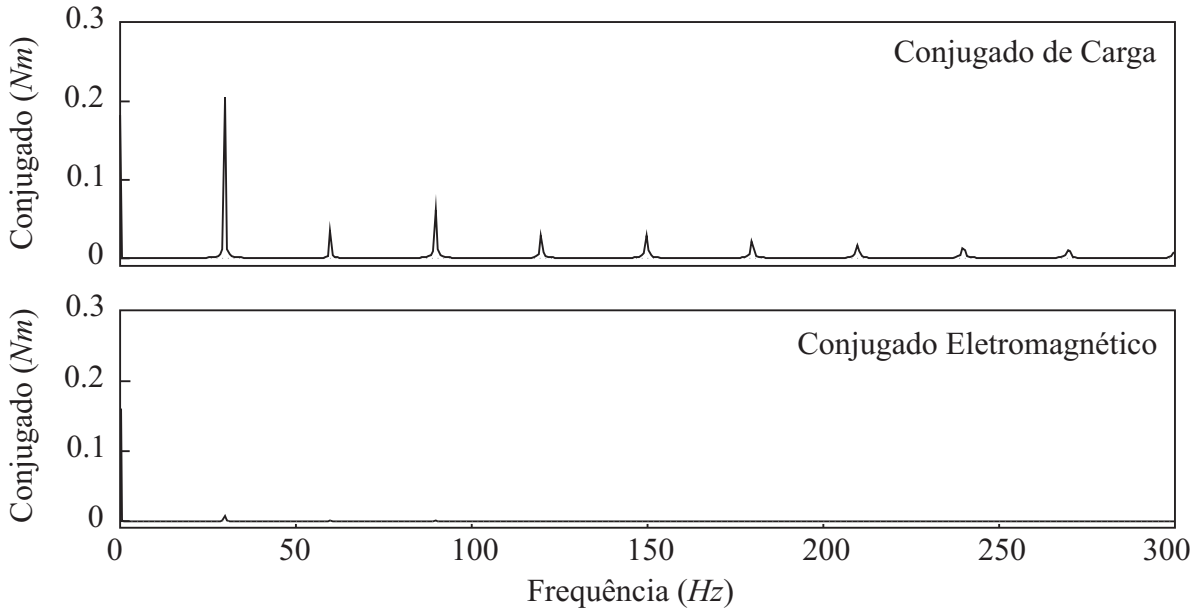

Figura 5.33: Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1800rpm).

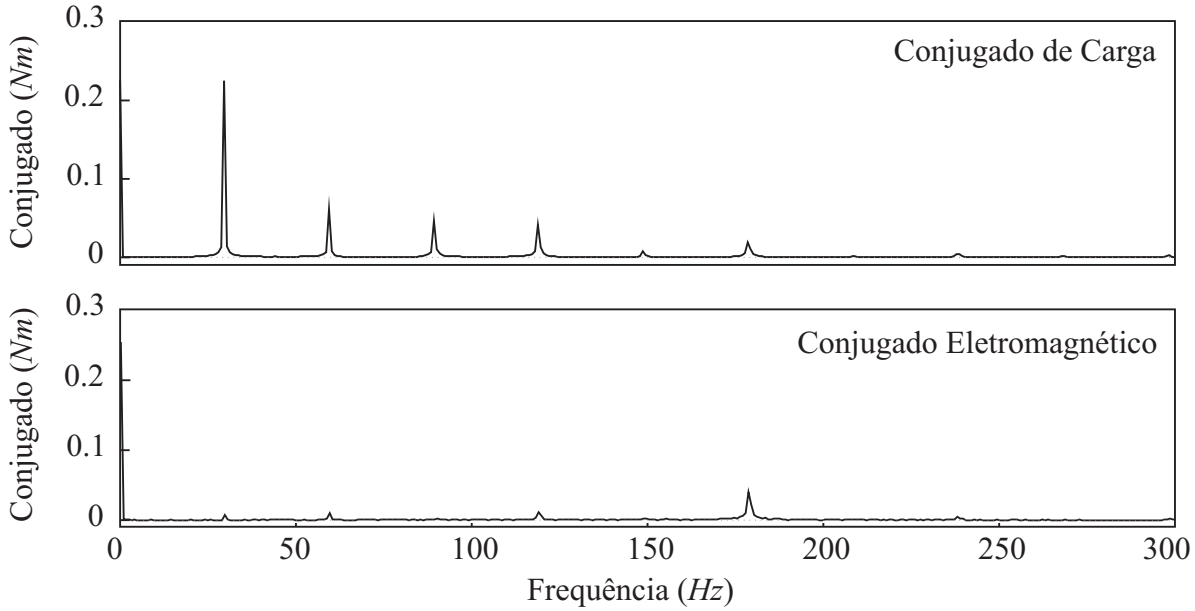

Figura 5.34: Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1800rpm).

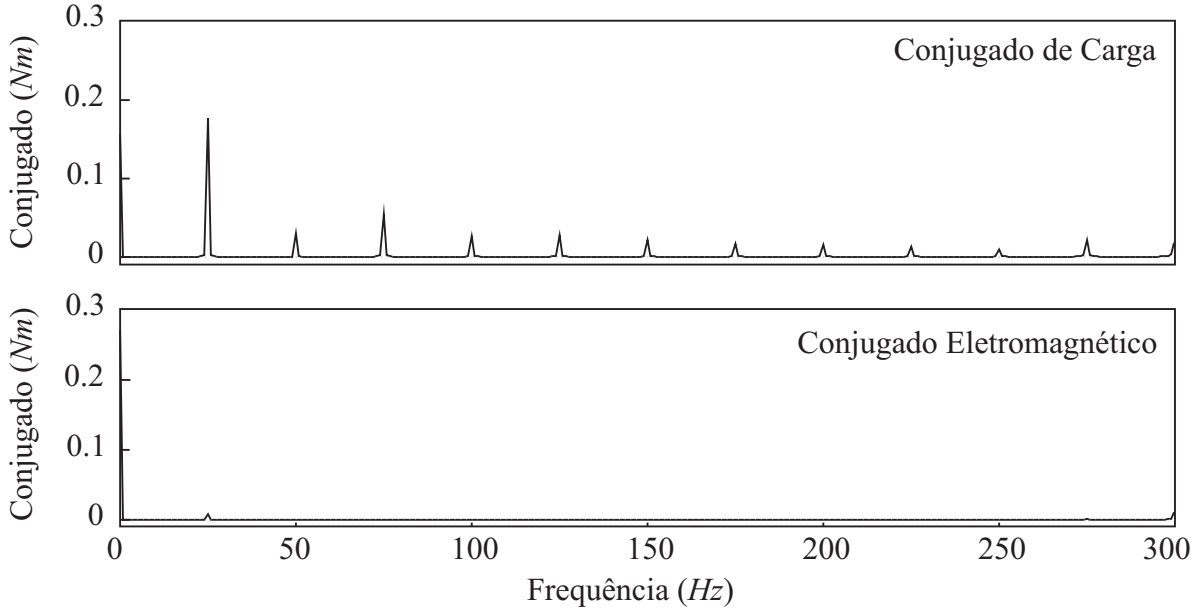

Figura 5.35: Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1500rpm).

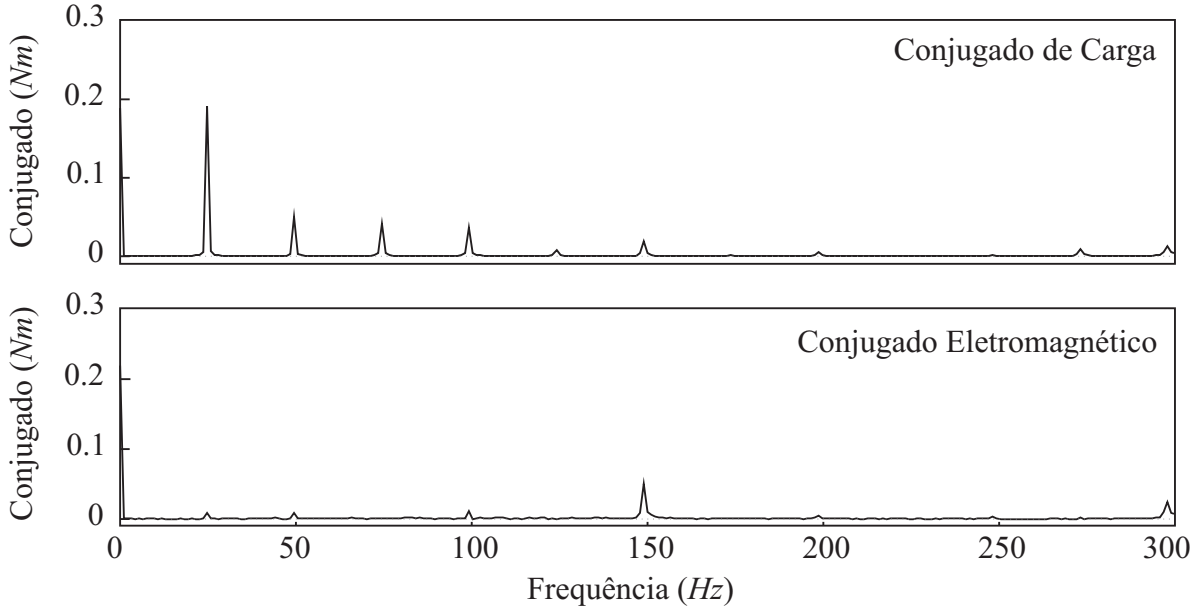

Figura 5.36: Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador PI (1500rpm).

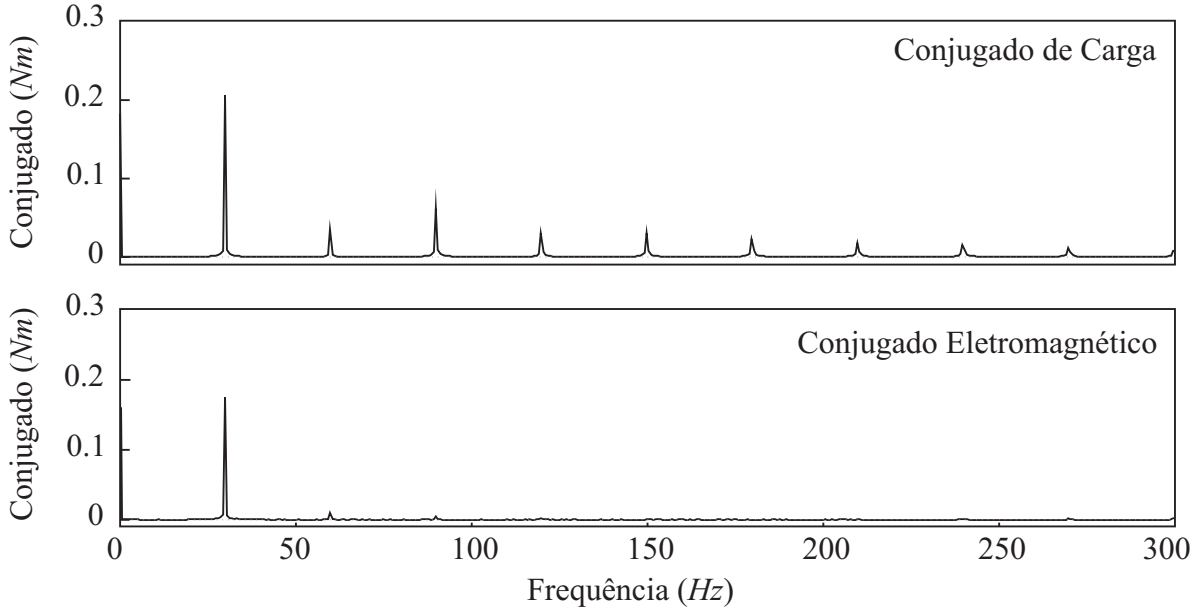

Figura 5.37: Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1800rpm).

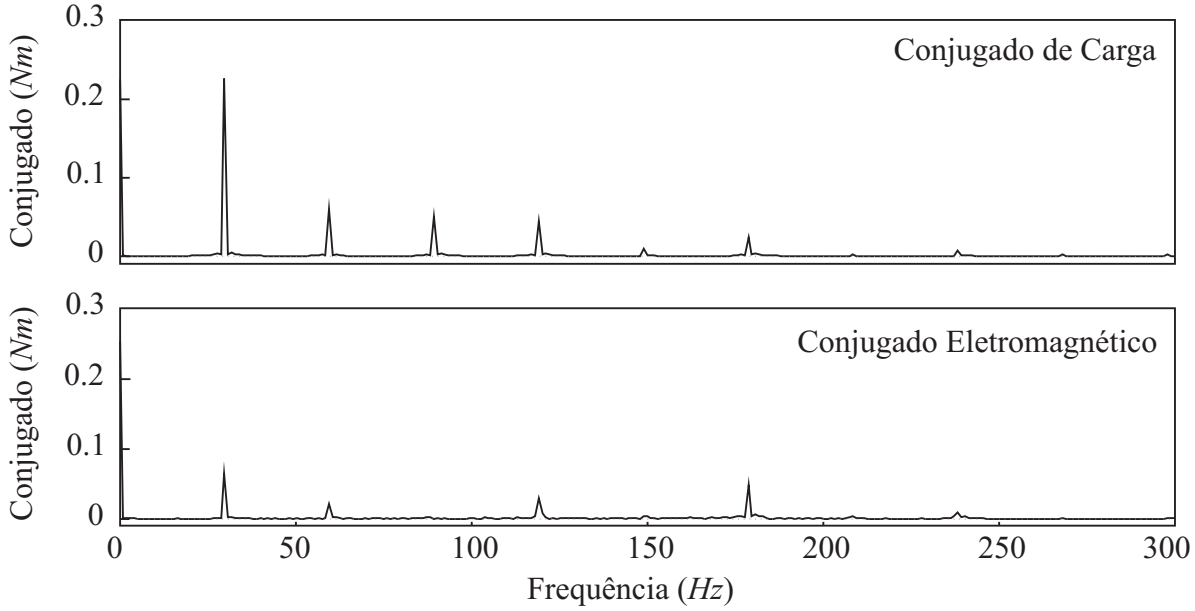

Figura 5.38: Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1800rpm).

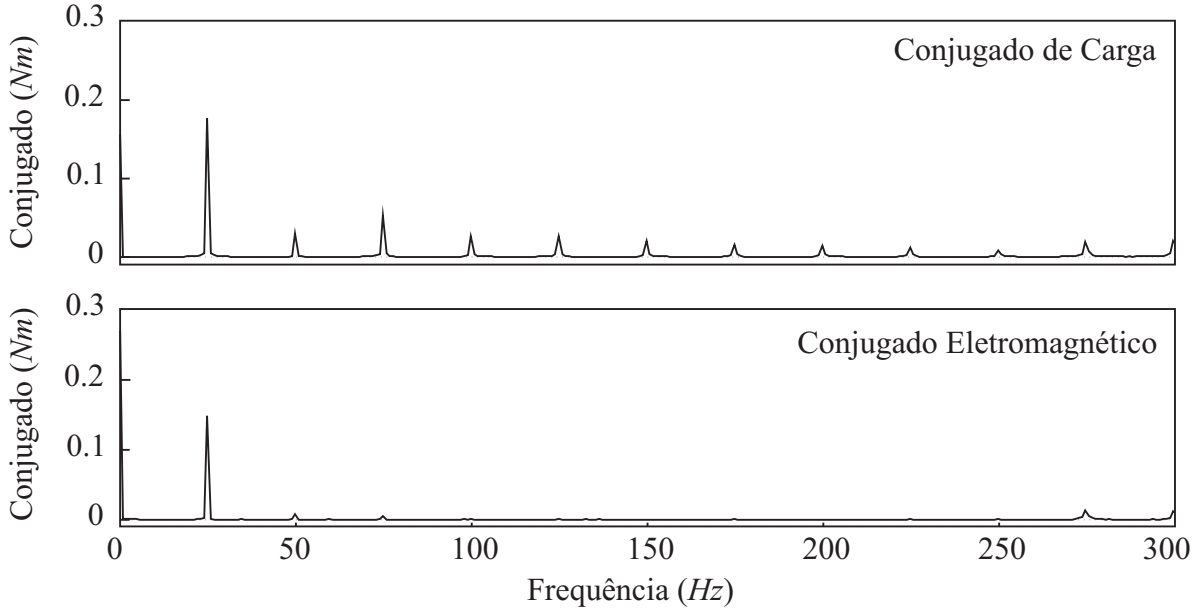

Figura 5.39: Resultado de Simulação: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1500rpm).

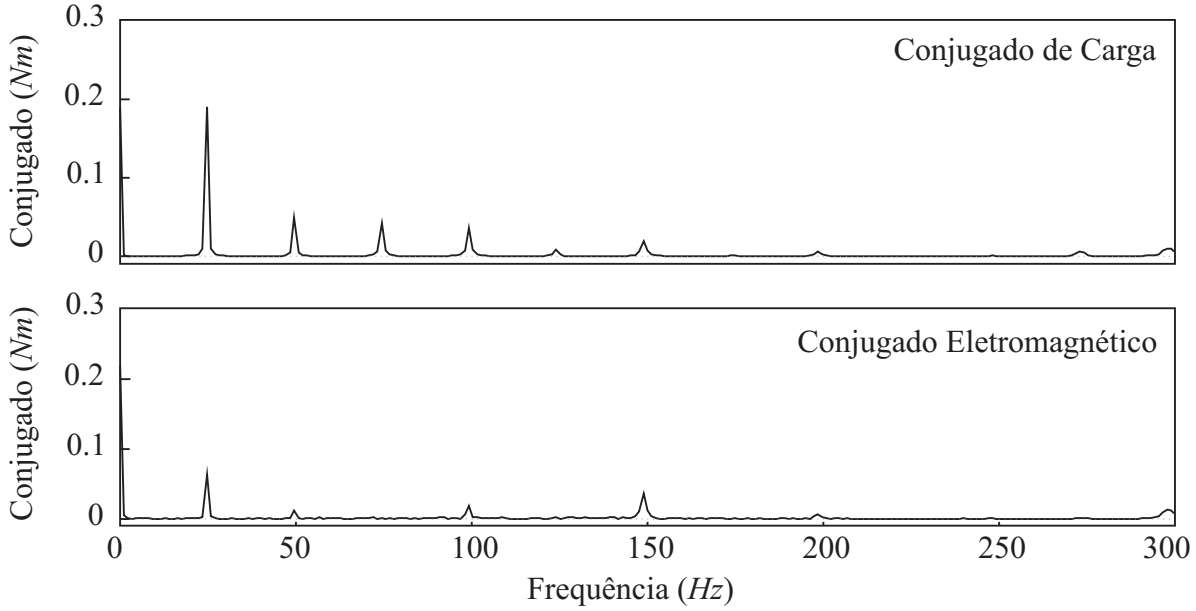

Figura 5.40: Resultado Experimental: Espectro de frequência dos conjugados operando com controlador RP (1500rpm).

5.6 Conclusão

Nesse capítulo foram apresentados resultados de simulação e experimentais referentes à operação completa do sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless. Buscou-se a validação experimental do método de partida do BLDCM, da técnica de estimação da posição e da velocidade do rotor, da operação da malha de corrente na partida e em regime permanente, e dos controladores de velocidade sensorless, tanto o controlador PI quanto o controlador proposto com a ação repetitiva.

Inicialmente, o desempenho da partida do BLDCM foi validado com a discussão das suas limitações e particularidades operacionais. Em seguida, os fatores restritivos da técnica da estimação da posição e velocidade do rotor foram explanados. Assim, destaca-se a solução proposta para os erros acentuados na estimativa da velocidade, onde é inserida uma restrição na identificação do ZCP da FCEM.

Além disso, os controladores sensorless de velocidade, o controlador PI e controlador proposto constituído por uma ação repetitiva e uma proporcional-derivativa, foram validados na operação com transitórios na velocidade de referência e em regime permanente. Verificou-se o bom desempenho no rastreamento a uma velocidade de referência e a rejeição parcial do distúrbio cíclico provocado pelo conjugado de carga.

Na análise espectral, pode-se concluir que o controlador com a ação repetitiva consegue compensar a primeira componente harmônica do conjugado de carga, mesmo com a presença de oscilações na estimativa da velocidade. Desta forma, é possível afirmar que há redução das vibrações e oscilações produzidas por essa componente harmônica que é uma harmônica predominante no conjugado de carga de um compressor alternativo.

6 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação apresentou um sistema de acionamento e controle de velocidade sensorless para motores *Brushless DC* utilizados em compressores alternativos. Este sistema de controle é um sistema multimalhas composto por uma malha externa de velocidade e uma malha interna de corrente. Na malha externa de velocidade adotou-se um controlador com base no princípio do modelo interno devido à periodicidade do conjugado de carga. Enquanto que na malha interna de corrente utilizou-se um controlador PI.

O controlador de velocidade proposto objetiva o rastreamento de uma velocidade de referência e a rejeição dos distúrbios periódicos provocados pelo conjugado de carga no compressor. Com esta rejeição é possível atenuar de forma ativa as vibrações e ruídos acústicos produzido pelo distúrbio e consequentemente reduzir as oscilações na velocidade de rotação.

O sistema de acionamento do BLDCM é composto por uma nova estratégia de partida que visa a maximização do conjugado eletromagnético durante a aceleração inicial, e também por um algoritmo de mínimos quadrados que complementa a técnica de estimação da posição e da velocidade do rotor sem sensores mecânicos.

A performance de rejeição dos distúrbios é avaliada por comparação entre dois sistemas de controle de velocidade, um sistema com a ação proporcional-integral e o outro sistema com o controlador de velocidade proposto. Além disso, o conjugado de carga sintetizado pelo acionamento do gerador apresentou o conteúdo harmônico e a periodicidade necessária para a validação das estratégias de controle de velocidade. Os resultados referentes a partida apresentaram concordância, confirmando a performance do sistema.

O bom desempenho dinâmico do controlador sensorless proposto em transitórios de velocidade e na operação em regime permanente, é comprovado pela conformidade entre os resultados de simulação e experimentais. O desempenho transitório foi resultado da inserção da ação proporcional-derivativa à malha de velocidade e também da ação de *anti-*

windup . A primeira ação aumentou as margens de estabilidade do sistema, enquanto que a segunda ação melhorou o desempenho dinâmico sob a saturação da lei de controle.

A análise espectral dos conjugados de carga e eletromagnético revelou que com o uso do controlador com ação repetitiva é possível compensar parcialmente a primeira componente harmônica do conjugado de carga, mesmo com a presença de oscilações na estimativa da velocidade. Desta forma, é possível concluir que há redução das vibrações e nas oscilações de velocidade de rotação provocadas pela primeira componente harmônica, a qual é uma harmônica predominante no conjugado de carga de um compressor alternativo.

6.1 Trabalhos Futuros

De forma a dar prosseguimento ao trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. Investigação de métodos para melhoria da estimativa da velocidade de rotação;
2. Comparação entre os diversos métodos que empregam controladores fundamentados no princípio do modelo interno;
3. Análise da eficiência energética da bancada experimental operando com o sistema de acionamento proposto;
4. Avaliação do desempenho de atenuação da vibração e ruído acústico através de uma metrologia experimental adequada;
5. Análise comparativa do desempenho entre as técnicas de partidas encontradas na literatura com a técnica de partida proposta visando a aplicação em compressores alternativos;
6. Inserção da dinâmica agregada ao sistema de refrigeração para a definição da referência de velocidade de rotação.

REFERÊNCIAS

ACARNLEY, P. P.; WATSON, J. F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 352–362, 2006.

AMANO, Y. et al. A sensorless drive system for brushless dc motors using a digital phase-locked loop. *Electrical Engineering in Japan*, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, v. 142, n. 1, p. 57–66, 2003. ISSN 1520-6416.

ANPING, Z.; JIAN, W. Compare the starting methods of the position-sensorless bldc motor. In: *Proc. Int Computing, Control and Industrial Engineering (CCIE) Conf.*: , 2010. v. 2, p. 175–177.

ASAEI, B.; ROSTAMI, A. A novel starting method for bldc motors without the position sensors. *Energy Conversion and Management*, v. 50, n. 2, p. 337 – 343, 2009. ISSN 0196-8904.

BECERRA, R. C.; JAHNS, T. M.; EHSANI, M. Four-quadrant sensorless brushless ecm drive. In: *Proc. Sixth Annual Applied Power Electronics Conf and Exposition APEC '91.* :, 1991. p. 202–209.

BOTTERON, F. *Controladores discretos de tensão baseados no princípio do modelo interno aplicados a inversores trifásicos PWM.* Tese (Doutorado) — UFSM, 2005.

Jean-marie Bourgeois, Jean-marie Charreton, Pierr Guillemin e Bruno Maurice. *Control of a brushless motor.* January 1999. US5859520.

CHAMPA, P. et al. Initial rotor position estimation for sensorless brushless dc drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 4, p. 1318–1324, 2009.

CHANG, Y.-C.; TZOU, Y.-Y. A new sensorless starting method for brushless dc motors without reversing rotation. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2007.*:, 2007. p. 619–624.

CHEN, H.-C.; HUANG, C.-K. Position sensorless bdcm control with repetitive position-dependent load torque. In: *Proc. IEEE/ASME Int Advanced Intelligent Mechatronics (AIM) Conf.*:, 2010. p. 1064–1069.

CHIASSON, J. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines.* Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc., 2005.

CHONG, L.; DUTTA, R.; RAHMAN, M. F. Application of concentrated windings in interior permanent magnet machine. In: *Proc. Australasian Universities Power Engineering Conf. AUPEC 2007.*:, 2007. p. 1–5.

DAMODHARAN, P.; SANDEEP, R.; VASUDEVAN, K. Simple position sensorless starting method for brushless dc motor. *IET Electric Power Applications*, v. 2, n. 1, p. 49–55, 2008.

DINESH, P. S. et al. Low cost and real time electronic speed controller of position sensorless brushless dc motor. In: *Proc. 5th Int Information and Automation for Sustainability (ICIAFs) Conf.*:, 2010. p. 329–334.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001.

FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457 – 465, 1976. ISSN 0005-1098.

GAMBETTA, D.; AHFOCK, A. New sensorless commutation technique for brushless dc motors. *IET Electric Power Applications*, v. 3, n. 1, p. 40–49, 2009.

GIERAS, J. F.; WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology - Design and Applications*. 2ª. ed. Estados Unidos - New York: Marcel Dekker, Inc., 2002.

HATAKEYAMA, K. et al. Accurate estimation of initial rotor position for brushless dc motor position sensorless drive. In: *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2009.*:, 2009. p. 1–6.

HUANG, C.-K.; YU, P.-Y. Speed sensorless control for bdcms with position-dependent load torque. In: *Proc. 33rd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2007.*:, 2007. p. 980–985.

IIZUKA, K. et al. Microcomputer control for sensorless brushless motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, n. 3, p. 595–601, 1985.

ISTVAN, R. L.; COROBAN-SCHRAMEL, V.; TIPONUT, V. A novel initial rotor-position estimation method for bldc motors based on four voltage pulses. In: *Proc. 12th Int Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) Conf.*:, 2010. p. 512–519.

JANG, G. H.; PARK, J. H.; CHANG, J. H. Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless bldc motor utilising inductance variation. *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, v. 149, n. 2, p. 137–142, 2002.

JOHNSON, J. P.; EHSANI, M.; GUZELGUNLER, Y. Review of sensorless methods for brushless dc. In: *Proc. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 1999 IEEE.*:, 1999. v. 1, p. 143–150.

KIM, D.-K. et al. Comparison of starting method for position sensorless bldc motor driven reciprocating compressor. In: *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '08.*:, 2008. p. 1–6.

KIM, D. kyong et al. Advanced brushless dc motor drive without position sensor for home appliances. In: *Proc. ICEMS Electrical Machines and Systems Int. Conf.*:, 2007. p. 707–713.

KIM, D. kyong et al. Novel position sensorless starting method of bldc motor for reciprocating compressor. In: *Proc. 31st Int. Telecommunications Energy Conf. INTELEC 2009.*:, 2009. p. 1–5.

KIM, T.-H.; LEE, H.-W.; EHSANI, M. State of the art and future trends in position sensorless brushless dc motor/generator drives. In: *Proc. 31st Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2005.*:, 2005.

KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Second. United States of America: Wiley-IEEE Press, 2002.

KRISHNAN, R. *Electric Motor Drives - Modeling Analysis, and Control*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001.

KRISNAN, R. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. United States of America: CRC Press, 2009.

LAI, Y.-S. et al. Efficiency comparison of pwm-controlled and pam-controlled sensorless bldcm drives for refrigerator applications. In: *Proc. 42nd IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2007 IEEE.*:, 2007. p. 268–273.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. Assessment of pulse-width modulation techniques for brushless dc motor drives. In: *Proc. 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2006 IEEE.*:, 2006. v. 4, p. 1629–1636.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. Back-emf detection technique of brushless dc motor drives for wide range control. In: *Proc. IECON 2006 - 32nd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics.*: , 2006. p. 1006–1011.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. A unified approach to zero-crossing point detection of back-emf for brushless dc motor drives without current and hall sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, n. 99, 2010. Early Access.

LAI, Y.-S.; SHYU, F.-S.; CHANG, Y.-H. Novel loss reduction pulsewidth modulation technique for brushless dc motor drives fed by mosfet inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 6, p. 1646–1652, 2004.

LAI, Y.-S.; SHYU, F.-S.; TSENG, S. S. New initial position detection technique for three-phase brushless dc motor without position and current sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 485–491, 2003.

LEE, K.-W. et al. A novel starting method of the surface permanent-magnet bldc motors without position sensor for reciprocating compressor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 1, p. 85–92, 2008.

LEE, S.-T. et al. A novel load variation compensation algorithm in a sensor-less brushless dc motor drive for a reciprocating compressor. In: *Proc. 31st Int. Telecommunications Energy Conf. INTELEC 2009.*:, 2009. p. 1–4.

LEE, W.-J.; SUL, S.-K. A new starting method of bldc motors without position sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 6, p. 1532–1538, 2006.

MATSUI, N. Sensorless pm brushless dc motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 43, n. 2, p. 300–308, 1996.

MATSUI, N.; TAKESHITA, T. A novel starting method of sensorless salient-pole brushless motor. In: *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1994 IEEE.*:, 1994. p. 386–392.

MINGYAO, L.; ZHIYAO, Z.; KEMAN, L. A novel and easy-realizing initial rotor position detection method and speedup algorithm for sensorless bldc motor drives. In: *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2008.*:, 2008. p. 2860–2865.

MOHAN, N. *Electric Drives: An Integrative Approach.* Minneapolis: MNPERE, 2001.

MOREIRA, J. C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1394–1401, 1996.

Takashi Nagate, Akihito Uetake, Yoshikazu Koike e Kunio . Tabata. *Brushless DC motor without position sensor and its controller.* 1993. EP0553354.

NAKAMURA, M. et al. Vibration reduction in rolling piston-type compressors through motor torque control : Basic study on theoretical analysis and computer simulation. *JSME international journal. Ser. 3, Vibration, control engineering, engineering for industry*, p. pp.200–209, 1991.

NAKASHIMA, S.; INAGAKI, Y.; MIKI, I. Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 6, p. 1598–1603, 2000.

OGASAWARA, S.; AKAGI, H. An approach to position sensorless drive for brushless dc motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 5, p. 928–933, 1991.

PERSSON, E. The challenges of using variable-speed motor drives in appliance applications. In: *Proc. Electrical Insulation Conf. and Electrical Manufacturing Expo.*: , 2007. p. 453–458.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristic of permanent magnet synchronous and brushless dc motor for servo drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 5, Setembro/Outubro 1991.

QI, J. et al. A new start method for rolling piston compressor based on dsp to improve the load performance. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Automation and Logistics ICAL '09.*:, 2009. p. 543–548.

RASMUSSEN, C. B.; RITCHIE, E. Variable speed brushless dc motor drive for household refrigerator compressor. In: *Proc. Eighth Int Electrical Machines and Drives Conf. (Conf. Publ. No. 444).*:, 1997. p. 128–132.

SCHMIDT, P. B. et al. Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine. In: *Proc. Conf Industry Applications Conf. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97. Record of the 1997 IEEE.*:, 1997. v. 1, p. 459–463.

SHAN, S. et al. A novel starting method for the sensorless salient-pole brushless dc motors. In: *Proc. Fifth Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2001.*:, 2001. v. 2, p. 895–897.

SHAO, J. et al. A novel microcontroller-based sensorless brushless dc (bldc) motor drive for automotive fuel pumps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 6, p. 1734–1740, 2003.

SOKIRA, T. J.; JAFFE, W. *Brushless DC Motors - Electronic Commutation and Controls*. 1ª. ed. Estados Unidos: Tab Books Inc., 1990.

SU, G.-J.; MCKEEVER, J. W. Low-cost sensorless control of brushless dc motors with improved speed range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 296–302, 2004.

SUGAWARA, J.; KAIMORI, T.; NISHIKATA, S. A novel and simple inital rotor position detecting method for pmsms. In: *Proc. Int. Conf. Power Electronics and Drives Systems PEDS 2005.*:, 2005. v. 1, p. 612–617.

TAKESHITA, T.; MATSUI, N. Sensorless control and initial position estimation of salient-pole brushless dc motor. In: *Proc. Workshop 4th Int Advanced Motion Control AMC '96-MIE.*:, 1996. v. 1, p. 18–23.

TANAKA, K. et al. Initial rotor position estimation for surface permanent magnet synchronous motor. In: *Proc. Fifth Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2001.*:, 2001. v. 2, p. 824–827.

TRAN, Q.-V. et al. Simple starting-up method of bldc sensorless control system for vehicle fuel pump. In: *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC).*:, 2010. p. 2244–2248.

TURSINI, M.; PETRELLA, R.; PARASILITI, F. Initial rotor position estimation method for pm motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 6, p. 1630–1640, 2003.

Michika Uesugi. *Drive control apparatus for brushless DC motor and driving method therefor*. February 1996. 5491393.

UNGUREAN, A.; COROBAN-SCHRAMEL, V.; BOLDEA, I. Sensorless control of a bldc pm motor based on i-f starting and back-emf zero-crossing detection. In: *Proc. 12th Int Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) Conf.*:, 2010. p. 377–382.

VINATHA, U.; POLA, S.; VITTAL, K. P. Recent developments in control schemes of bldc motors. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology ICIT 2006.*:, 2006. p. 477–482.

WU, R.; SLEMON, G. R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 5, p. 1005–1011, 1991.

YEDAMALE, P. *AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. [S.l.]: Microchip Technology Inc., 2003.

APÊNDICE A – BANCADA EXPERIMENTAL

A bancada experimental é constituída por um conjunto motor-gerador BLDC, o qual são acionados por dois circuitos elétricos independentes. O primeiro circuito destina-se ao acionamento e controle de velocidade sensorless do motor, enquanto que o segundo circuito visa a síntese do conjugado de carga típico de um compressor alternativo. A descrição da bancada experimental é apresentada neste apêndice.

A.1 Motor - Gerador

O conjunto motor-gerador BLDC é uma doação da empresa multinacional Embraco (Grupo Whirlpool) ao GEPOC/UFSM, sendo este sistema destinado aos estudos do acionamento e controle sensorless do BLDCM com foco na eficiência energética. O motor e o gerador são acoplados axialmente e de forma estrutural como pode ser observado na Figura A.1.

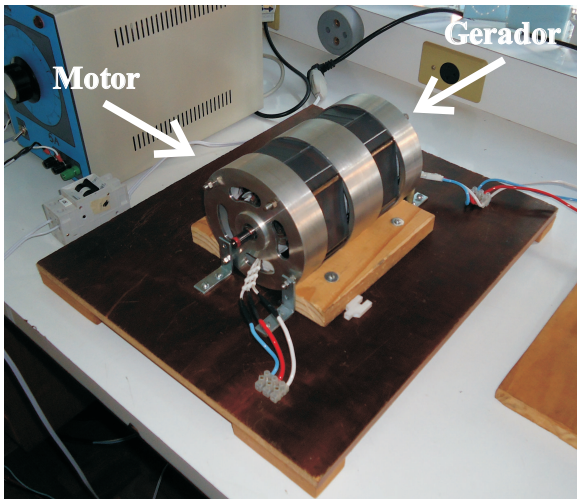

Figura A.1: Conjunto motor-gerador utilizado para a obtenção dos resultados experimentais.

A.2 Sistema de Acionamento e Controle de Velocidade Sensorless do BLDCM

O circuito de potência do sistema de acionamento é composto por um retificador monofásico não-controlado na entrada da alimentação, seguido por um módulo inversor trifásico PWM com IGBTs e *drives* do tipo *Bootstrap* . Para limitar a corrente de *in-rush* é inserido um resistor NTC entre a ponte de diodos e o barramento CC.

Nesse sistema são medidas oito grandezas diferentes, a corrente do barramento CC, a tensão do barramento CC, as três tensões do terminal da máquina em relação ao negativo do barramento CC e as três correntes de fase do BLDCM. O circuito de condicionamento das tensões são divisores resistivos, os quais reduzem as tensões a níveis compatíveis com as entradas do DSP. O circuito de condicionamento da corrente do barramento CC baseia-se na medida diferencial da tensão sobre o resistor *shunt*, enquanto que as corrente de fase são medidas através de transdutores de corrente do tipo Hall.

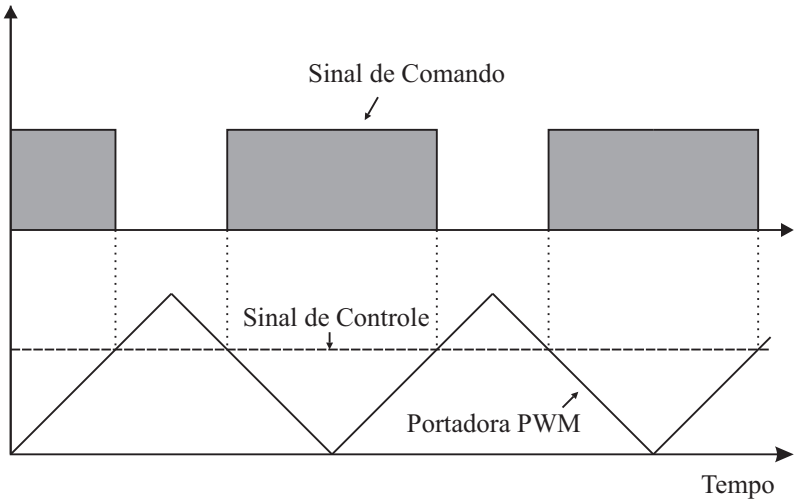

Figura A.2: Modulação PWM.

Tanto os sinais de comando do *drive* do inversor quanto a velocidade do motor, são determinados por meio de um processador digital de sinais de ponto fixo da *Texas Instruments*, o DSP TMS320F2812. Os sinais de comando seguem o padrão definido na Figura A.2. Além disso, os níveis de tensão dos sinais de comando são elevados de 3.3V para 5V para a redução da susceptibilidade aos ruídos eletromagnéticos.

Duas estratégias de proteção de sobrecorrente foram adotadas para evitar a desmagnetização dos ímãs permanentes. Uma delas consta de um circuito independente que monitora as três correntes de fase do motor e, no caso destas excederem um valor previamente ajustado, um sinal de proteção é enviado ao módulo de potência, desligando-

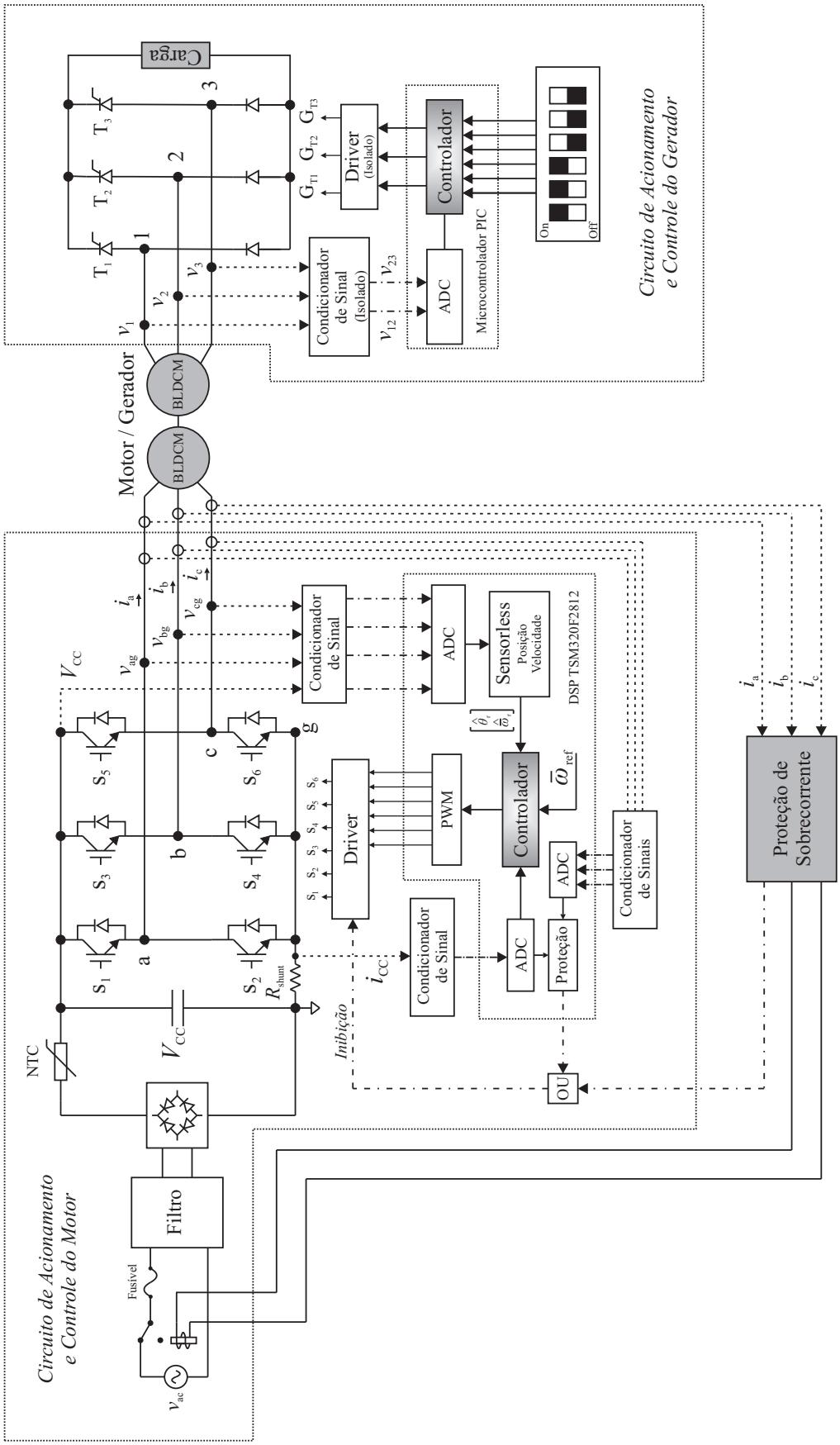

Figura A.3: Diagrama representativo da bancada experimental.

o. Além disso, um relê é acionado de tal forma a desligar a entrada de energia do sistema de potência. A outra estratégia de proteção é a monitoração da magnitude das correntes amostradas pelo DSP. A proteção é feita a partir de um sinal de proteção enviado ao módulo de potência de forma análoga ao circuito externo.

A.3 Sistema de Emulação do Conjugado de Carga

A síntese do conjugado de carga no motor é realizada através do acionamento do gerador BLDC. Para isso, um retificador semi-controlado à tiristor conectado a uma carga resistiva é utilizado.

Duas tensões de linha são medidas através de sensores Hall. Sendo que, a terceira tensão é determinada supondo a simetria de 120º entre cada fase do motor:

$$v_{32} = -(v_{12} + v_{23}) \tag{A.1}$$

O sincronismo do disparo dos tiristores com as tensões geradas é determinada pela comparação entre duas tensões de linha, como é mostrado na Figura A.4.

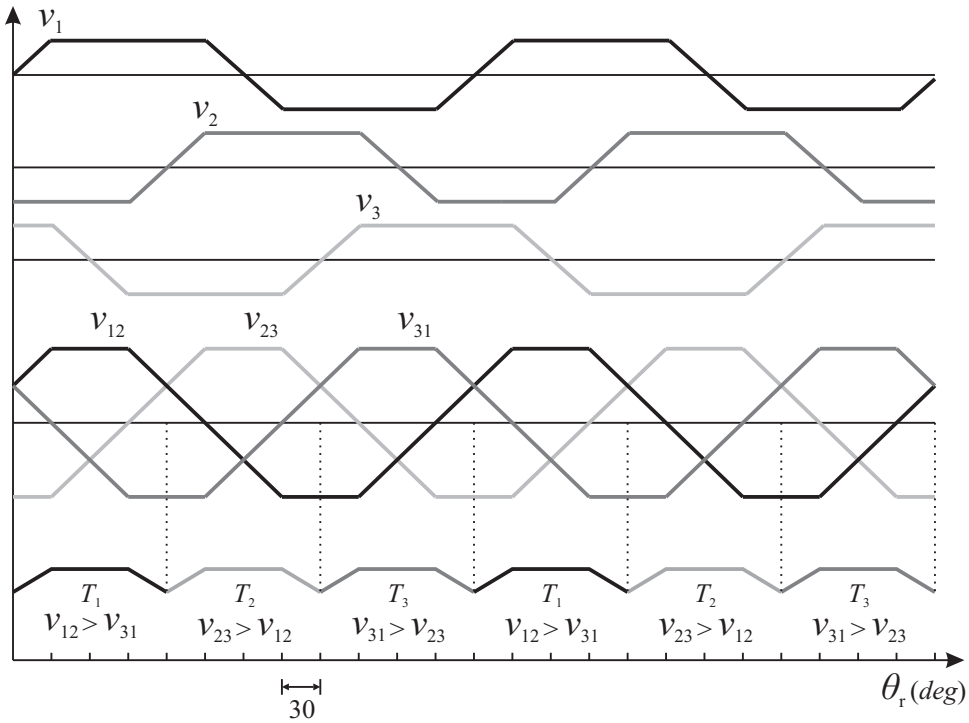

Figura A.4: Sincronismo ao disparo dos tiristores.

O gerador BLDC tem quatro pólos, logo, a cada ciclo mecânico de rotação ocorrem

dois ciclos elétricos da tensão gerada. Desta forma, pode-se concluir que são necessários seis sinais de disparo ao longo de um ciclo mecânico para produzir um conjugado de carga "constante". Para controlar o disparo dos tiristores, seis chaves habilitam ou desabilitam um disparo específico de um tiristor no ciclo mecânico. Logo, é possível sintetizar um conjugado de carga típico de um compressor recíproco à um pistão, como pode ser constatado ao comparar as Figuras A.5, A.6 e A.7. Embora a magnitude das componentes harmônicas do conjugado produzido seja diferente do almejado, o conteúdo harmônico possibilita caracterizar o conjugado de um compressor de forma qualitativa.

A diferença na corrente produzida entre o disparo de três tiristores e de dois tiristores é significativa, como apresentado respectivamente nas Figuras A.6 e A.7.

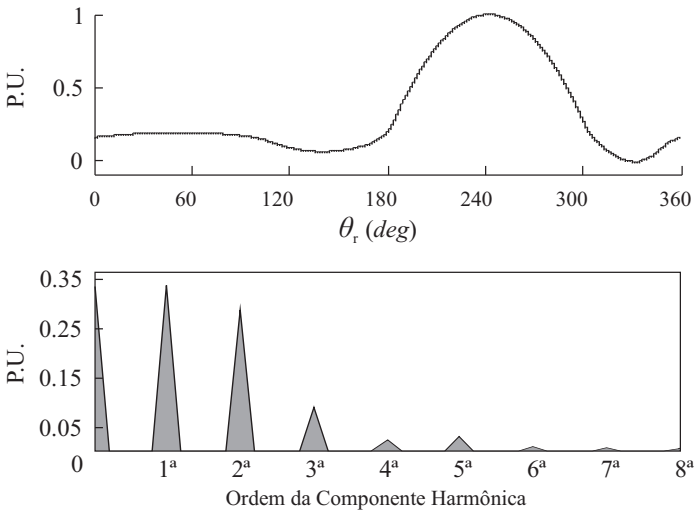

Figura A.5: Espectro harmônico do conjugado de carga normalizado produzido por um compressor recíproco à um pistão.

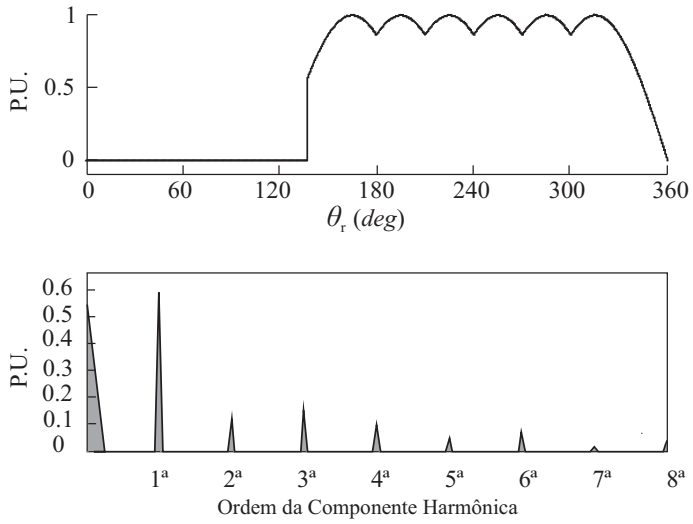

Figura A.6: Espectro harmônico do conjugado de carga sintetizado pelo disparo de três tiristores em um ciclo mecânico.

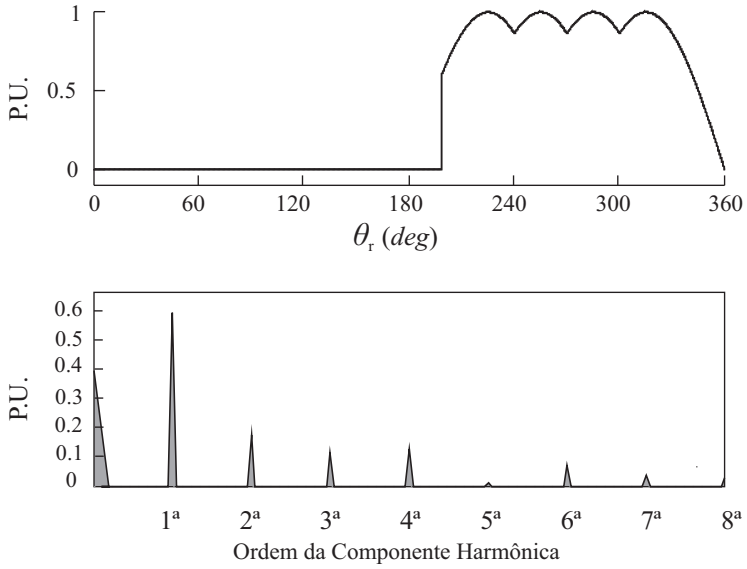

Figura A.7: Espectro harmônico do conjugado de carga sintetizado pelo disparo de dois tiristores em um ciclo mecânico.

ANEXO A – MODELO MATEMÁTICO DO BLDCM

A determinação das equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico do BLDCM pode ter como ponto inicial a força magnetomotriz (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002) ou a densidade de fluxo magnético do motor (KRISHNAN, 2001), (CHIASSON, 2005). O modelo matemático desenvolvido ao longo deste anexo, emprega a densidade de fluxo magnético para determinar as equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico do BLDCM. Através dessas equações, as características funcionais básicas são contempladas visando a simulação e/ou projeto do acionamento elétrico e controle do motor.

A.1 Modelo Simplificado

Nesta seção será apresentada uma modelagem dinâmica simplificada do BLDCM com base em (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2001). As hipóteses e considerações apresentadas no Capítulo 2 foram utilizadas para obter as equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico do sistema.

A Figura A.1 adaptada de (CHIASSON, 2005) e (MOHAN, 2001), mostra a característica construtiva básica de um BLDCM trifásico com rotor de ímãs de superfície.

Observam-se nas Figuras A.1(a) e A.1(b) a presença das três fases do estator (a, b e c) distribuídas uniformemente em um intervalo de 120º, partindo do eixo de referência do estator. Também é possível observar o ângulo rotórico θ_r com referência ao eixo magnético do rotor na Figura A.1(a) e o ângulo estatórico θ_e na Figura A.1(b).

A.1.1 Densidade de Fluxo Magnético Rotórico

Considerando que os ímãs permanentes de superfície do rotor apresentam a densidade de fluxo magnético constante no entreferro. A equação da densidade de fluxo magnético

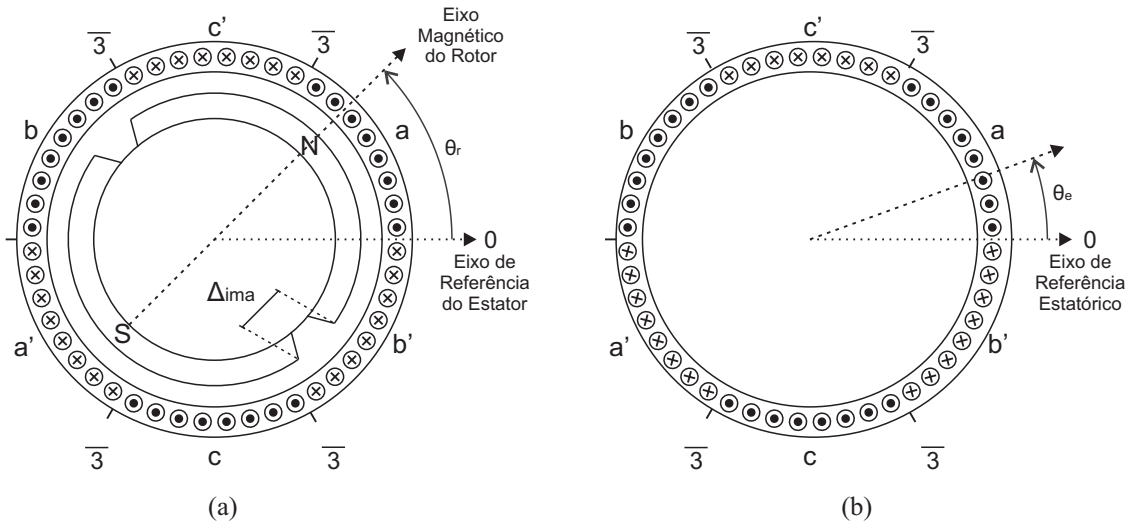

Figura A.1: Características construtivas do BLDCM: (a) BLDCM trifásico de dois pólos; (b) Distribuição dos enrolamentos estatóricos.

do rotor é dada por:

$$\mathbf{b}_r\left(r,\theta_e,\theta_r\right)=\begin{cases} B_r\frac{R_r}{r}\mathbf{r}, & -\frac{\pi}{2}+\frac{\Delta_{ima}}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{\pi}{2}-\frac{\Delta_{ima}}{2} \\ -B_r\frac{R_r}{r}\frac{\left(\theta_e-\theta_r-\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\Delta_{ima}}{2}}\mathbf{r}, & \frac{\pi}{2}+\frac{\Delta_{ima}}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{\pi}{2}-\frac{\Delta_{ima}}{2} \\ -B_r\frac{R_r}{r}\mathbf{r}, & \frac{\pi}{2}+\frac{\Delta_{ima}}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{3\pi}{2}-\frac{\Delta_{ima}}{2} \\ B_r\frac{R_r}{r}\frac{\left(\theta_e-\theta_r-\frac{3\pi}{2}\right)}{\frac{\Delta_{ima}}{2}}\mathbf{r}, & \frac{3\pi}{2}+\frac{\Delta_{ima}}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{3\pi}{2}-\frac{\Delta_{ima}}{2} \end{cases}, \tag{A.1}$$

onde B_r é a densidade de fluxo magnético produzido pelos ímãs, θ_r é o ângulo mecânico entre o eixo magnético do rotor e o eixo de referência do estator, θ_e ângulo da distribuição estatórica em relação ao eixo de referência do estator , Δ_{ima} é a distância física entre ímãs permanentes no rotor, R_r/r é fator que garante a conservação de energia (CHIASSON, 2005) e r é o raio do rotor.

Para simplificar o desenvolvimento matemático sem impactos significativos (CHIASSON, 2005), a distância angular Δ_{ima} é considerada nula. Logo a equação da densidade do fluxo magnético rotórico resulta em:

$$\mathbf{b}_r\left(r,\theta_e,\theta_r\right)=\begin{cases} B_r\frac{R_r}{r}\mathbf{r}, & -\frac{\pi}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{\pi}{2} \\ -B_r\frac{R_r}{r}\mathbf{r}, & \frac{\pi}{2}\leqslant\theta_e-\theta_r<\frac{3\pi}{2} \end{cases}. \tag{A.2}$$

A.1.2 Densidade de Fluxo Magnético Estatórico

Conforme a Figura A.1(b), a densidade do enrolamento estatórico a pode ser representada por:

$$n_{ea}(\theta_e) = \begin{cases} \frac{3N_e}{\pi}, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ 0, & \frac{\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ \frac{3N_e}{\pi}, & \pi \leq \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ 0, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases}, \tag{A.3}$$

onde, Ne é o número de espiras da bobina.

Devido à simetria construtiva de 120º dos enrolamentos é possível definir:

$$n_{ea}(\theta_e) = n_{eb}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) = n_{ec}\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right). \tag{A.4}$$

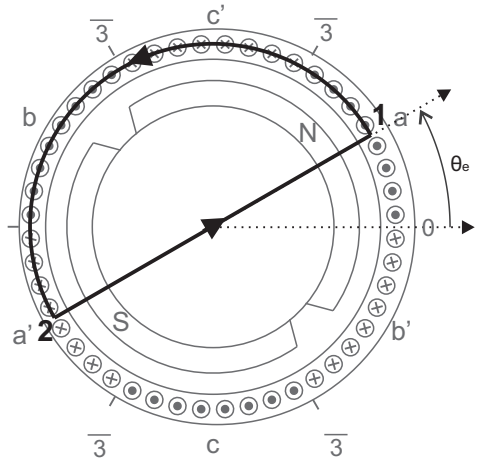

Figura A.2: Caminho aplicado à Lei de Ampère.

Aplicando a Lei Circuital de Ampère no caminho fechado mostrando na Figura A.2 e com base na simetria do BLDCM, é possível determinar o campo magnético no entreferro produzido pelas correntes estatóricas. Assim, o campo magnético produzido pela corrente de fase i_a é dado por:

$$\mathbf{h}_{ea}(i_a, \theta_e) = \begin{cases} \frac{3N_e}{\pi g} i_a \left(\frac{\pi}{6} - \theta_e\right) \mathbf{r}, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ -\frac{N_e}{2g} i_a \mathbf{r}, & \frac{\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ \frac{3N_e}{\pi g} i_a \left(\theta_e - \frac{7\pi}{6}\right) \mathbf{r}, & \pi \leq \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{N_e}{2g} i_a \mathbf{r}, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases}, \tag{A.5}$$

onde, g é a distância do entreferro.

Assumindo o campo magnético $\mathbf{h}_{ea}$ constante no entreferro, a densidade de fluxo

magnético estatórico $\mathbf{b}_{ea}$ produzido pela corrente estatórica de fase a é dada por:

$$\mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e\right) = \begin{cases} \frac{3\mu_o N_e}{\pi g}\frac{R_r}{r} i_a \left(\frac{\pi}{6} - \theta_e\right)\mathbf{r}, & 0 \leq \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ -\frac{\mu_o N_e}{2g}\frac{R_r}{r} i_a \mathbf{r}, & \frac{\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ \frac{3\mu_o N_e}{\pi g}\frac{R_r}{r} i_a \left(\theta_e - \frac{7\pi}{6}\right)\mathbf{r}, & \pi \leq \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{\mu_o N_e}{2g}\frac{R_r}{r} i_a \mathbf{r}, & \frac{4\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases}. \tag{A.6}$$

Analogamente,

$$\mathbf{b}_{eb}\left(i_a, r, \theta_e\right) = \mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{A.7}$$

$$\mathbf{b}_{ec}\left(i_a, r, \theta_e\right) = \mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e - \frac{4\pi}{3}\right). \tag{A.8}$$

A.1.3 Fluxo Magnético Concatenado Produzido pelas Correntes Estatóricas

O fluxo magnético em uma bobina da fase a produzida pela corrente estatórica i_a é determinado por:

$$\begin{aligned} \phi_{aa}\left(i_a, \theta_e\right) =& \int_0^l \int_{\theta_e - \pi}^{\theta_e} \mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e\right) \cdot r d\theta dl \mathbf{r} \\ =& \frac{\mu_o N_e l R_r}{g} ia \left(\theta_e - \frac{3}{\pi}{\theta_e}^2 + \frac{\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{A.9}$$

onde, l é a distância axial da bobina do enrolamento estatórico e μ_o é a constante de permeabilidade magnética do ar.

Da equação (A.9), o fluxo magnético concatenado no enrolamento da fase a produzida pela corrente estatórica i_a é determinado por:

$$\begin{aligned} \lambda_{ea}\left(i_a\right) =& \int_0^{\frac{\pi}{3}} \phi_{aa}\left(i_a, \theta_e\right) \frac{3N_e}{\pi} d\theta \\ =& \frac{7}{18}\frac{\mu_o l R_r \pi {N_e}^2}{g} i_a. \end{aligned} \tag{A.10}$$

Analisando a equação A.10, define-se a indutância do enrolamento da fase a como:

$$L_{ea} \triangleq \frac{7}{18}\frac{\mu_o l R_r \pi {N_e}^2}{g}. \tag{A.11}$$

A indutância própria da fase a é composto pela indutância de dispersão L_{da} do

enrolamento a e a indutância entre bobinas do enrolamento da fase a, L_{ea}. A indutância própria pode ser representada por:

$$L_a = L_{da} + L_{ea}. \tag{A.12}$$

Segundo (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), a indutância de dispersão corresponde de 5% até 10% da máxima indutância própria.

O fluxo magnético concatenado em uma bobina da fase b produzido pela corrente i_a é dada por:

$$\begin{aligned}\phi_{ba}\left(i_a, \theta_e\right) =& \int_0^l \int_{\theta_e-\pi}^{\theta_e} \mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e\right) \cdot r d\theta dl\mathbf{r} \\ =& \frac{\mu_o N_e l R_r}{g} ia\left(\frac{2\pi}{3} - \theta_e\right).\end{aligned} \tag{A.13}$$

Da equação (A.13), o fluxo magnético concatenado no enrolamento da fase b produzido pela corrente estatórica i_a é dado por:

$$\begin{aligned}\lambda_{eb}\left(i_a\right) =& \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \phi_{ba}\left(i_a, \theta_e\right) \frac{3N_e}{\pi} d\theta \\ =& -\frac{\mu_o l R_r \pi {N_e}^2}{6g} i_a.\end{aligned} \tag{A.14}$$

O fluxo magnético concatenado em uma espira da fase c produzido pela corrente i_a é dada por:

$$\begin{aligned}\phi_{ca}\left(i_a, \theta_e\right) =& \int_0^l \int_{\theta_e-\pi}^{\theta_e} \mathbf{b}_{ea}\left(i_a, r, \theta_e\right) \cdot r d\theta dl\mathbf{r} \\ =& \frac{\mu_o N_e l R_r}{g} ia\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right).\end{aligned} \tag{A.15}$$

Da equação (A.15), o fluxo magnético concatenado no enrolamento da fase c produzido pela corrente estatórica i_a é dado por:

$$\begin{aligned}\lambda_{ec}\left(i_a\right) =& \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{3}} \phi_{ca}\left(i_a, \theta_e\right) \frac{3N_e}{\pi} d\theta \\ =& -\frac{\mu_o l R_r \pi {N_e}^2}{6g} i_a.\end{aligned} \tag{A.16}$$

Analisando a equação acima, define-se a indutância mútua do BLDCM como:

$$M \triangleq \frac{\mu_o l R_r \pi {N_e}^2}{6g}. \tag{A.17}$$

A.1.4 Fluxo Magnético Estatórico Produzido pela Densidade de Fluxo Magnético Rotórico

O fluxo magnético no enrolamento de fase a pode variar de acordo com a posição do rotor. Assim são definidos três casos que descreve o fluxo magnético no estator:

- 1º Caso - Quando o eixo magnético rotórico estiver entre $-\frac{\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{2}$;
- 2º Caso - Quando o eixo magnético rotórico estiver entre $-\frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq -\frac{\pi}{6}$ e $\theta_r + \frac{\pi}{2} \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{3}$;
- 3º Caso - Quando o eixo magnético rotórico estiver entre $-\frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq -\frac{\pi}{6}$ e $0 \leq \theta_e \leq \theta_r + \frac{\pi}{2}$.

Inicialmente é calculado o fluxo magnético em uma bobina do enrolamento da fase a, dada pela equação:

$$\begin{aligned}\phi_{ar}\left(\theta_e, \theta_r\right) &= \int_0^l \int_{\theta_e-\pi}^{\theta_e} \mathbf{b}_r(r, \theta_e - \theta_r) \cdot r d\theta dl \mathbf{r} \\ &= \begin{cases} 2R_r B_r l\left(\theta_e - \theta_r\right), & -\frac{\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{2} \\ -2R_r B_r l\left(\theta_e - \theta_r - \pi\right), & -\frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq -\frac{\pi}{6} \text{ e } \theta_r + \frac{\pi}{2} \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{3} \\ 2R_r B_r l\left(\theta_e - \theta_r\right), & -\frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq -\frac{\pi}{6} \text{ e } 0 \leq \theta_e \leq \theta_r + \frac{\pi}{2} \end{cases}.\end{aligned} \tag{A.18}$$

O fluxo magnético no enrolamento da fase a produzido pela densidade de fluxo magnético rotórico é dado por:

$$\begin{aligned}\lambda_{ar}\left(\theta_r\right) &= \int_0^{\frac{\pi}{3}} \phi_{ar}\left(\theta_e, \theta_r\right) \frac{3N_e}{\pi} d\theta_e \\ &= \begin{cases} 2R_r B_r l N_e\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right) & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r \leqslant \frac{\pi}{2} \\ 2R_r B_r l N_e\left(-\frac{3}{\pi}{\theta_r}^2 - 2\theta_r + \frac{\pi}{12}\right) & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r \leqslant -\frac{\pi}{6} \end{cases}.\end{aligned} \tag{A.19}$$

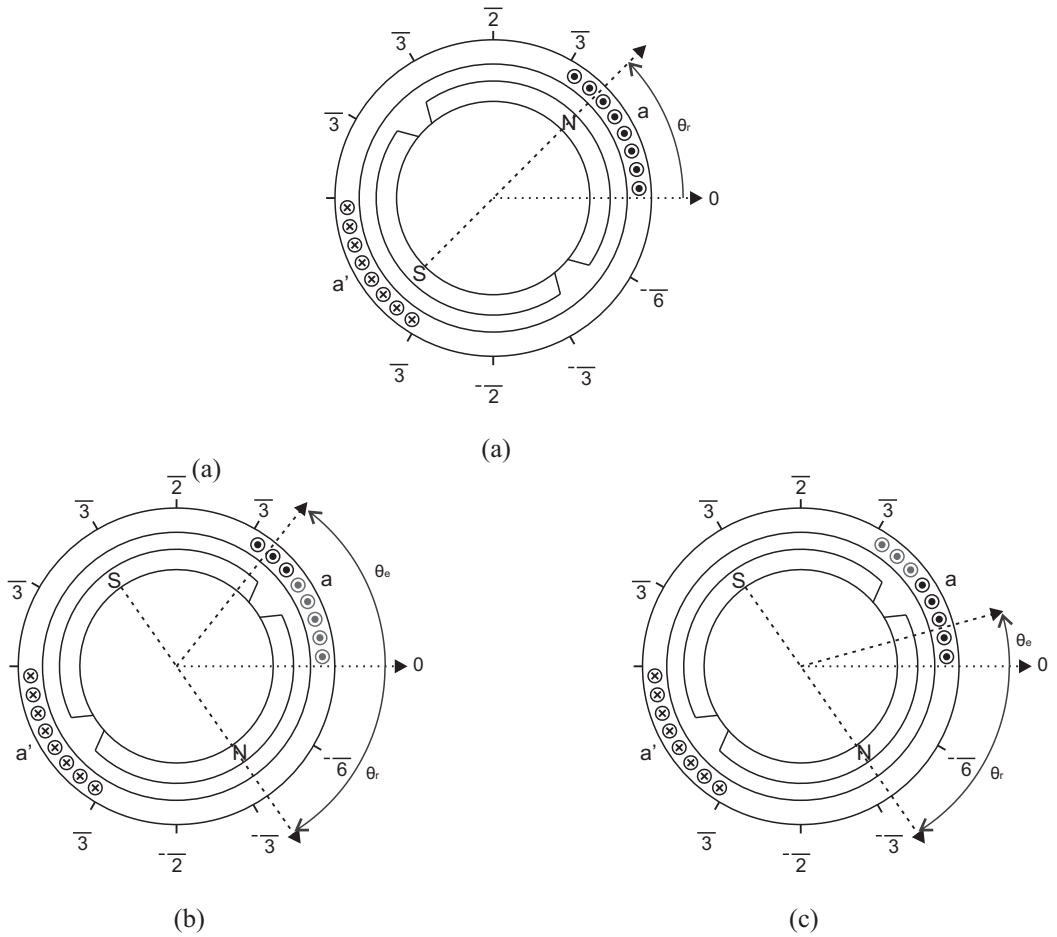

Figura A.3: Posições do rotor: (a) 1º Caso; (b) 2º Caso; (c) 3º Caso.

Considerando a simetria dos enrolamentos no motor em análise, determina-se o seguinte fluxo magnético no enrolamento da fase a:

$$\lambda_{ar}(\theta_r) = \begin{cases} 2R_rB_rlN_e\left(\frac{\pi}{6} - \theta_r\right), & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r \leqslant \frac{\pi}{2} \\ 2R_rB_rlN_e\left(-\frac{3}{\pi}{\theta_r}^2 - 2\theta_r + \frac{\pi}{12}\right), & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r \leqslant -\frac{\pi}{6} \\ -2R_rB_rlN_e\left(\frac{\pi}{6} - (\theta_r - \pi)\right), & \frac{5\pi}{6} \leqslant \theta_r \leqslant -\frac{\pi}{2} \\ -2R_rB_rlN_e\left(-\frac{3}{\pi}(\theta_r - \pi)^2 - 2\left(\theta_r - \pi\right) + \frac{\pi}{12}\right), & \frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r \leqslant \frac{5\pi}{6} \end{cases} . \quad \text{(A.20)}$$

A Figura A.4 mostra a distribuição do fluxo magnético no enrolamento da fase a de acordo com a posição do rotor.

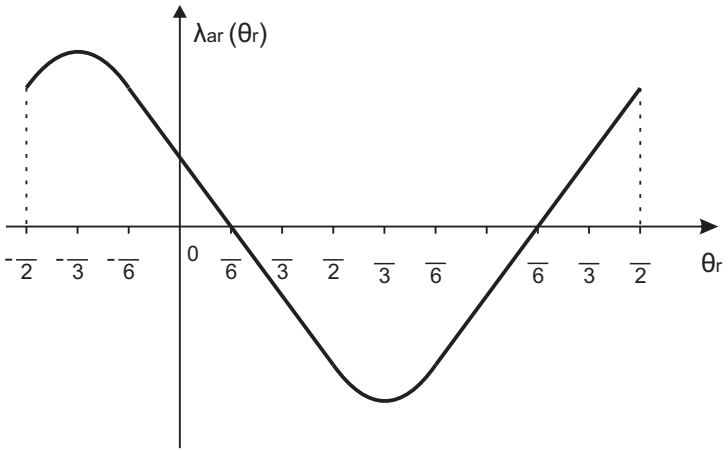

Figura A.4: Fluxo magnético do rotor na fase a.

A.1.5 FCEM no Enrolamento Estatórico Produzido pelo Fluxo Magnético do Rotor

A FCEM é determinada através da lei de Faraday. Neste desenvolvimento matemático foi utilizado a convenção empregada por (KRISHNAN, 2001), dada pela equação:

$$e_a(\theta_r) = \frac{d}{dt}\lambda_{ar}(\theta_r). \tag{A.21}$$

Substituindo a equação (A.20) na equação (A.21) e derivando a equação resultante, determina-se a FEM da fase a, dada por:

$$e_a(\theta_r) = \begin{cases} -K_e\omega_r, & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r < \frac{\pi}{2} \\ -K_e\left(\frac{6}{\pi}\theta_r + 2\right)\omega_r, & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{6} \\ K_e\omega_r, & \frac{5\pi}{6} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{2} \\ K_e\left(\frac{6}{\pi}(\theta_r - \pi)_r + 2\right)\omega_r, & \frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < \frac{5\pi}{6} \end{cases}, \tag{A.22}$$

onde $K_e = 2R_rB_rlN_e$ é a constante elétrica do BLDCM.

Dada a simetria considerada, $e_b(\theta_r) = e_a(\theta_r - 2\pi/3)$ e $e_c(\theta_r) = e_a(\theta_r - 4\pi/3)$.

A.1.6 Conjugado Eletromagnético

O conjugado eletromagnético do BLDCM é deduzido através da equação da Força de Lorentz. Considerando a força exercida pela densidade de fluxo magnético $\mathbf{b}_r$ sobre o enrolamento da fase a definido em $(0 \leq \theta_e \leq \pi/3)$ e conduzindo uma corrente i_a é dada

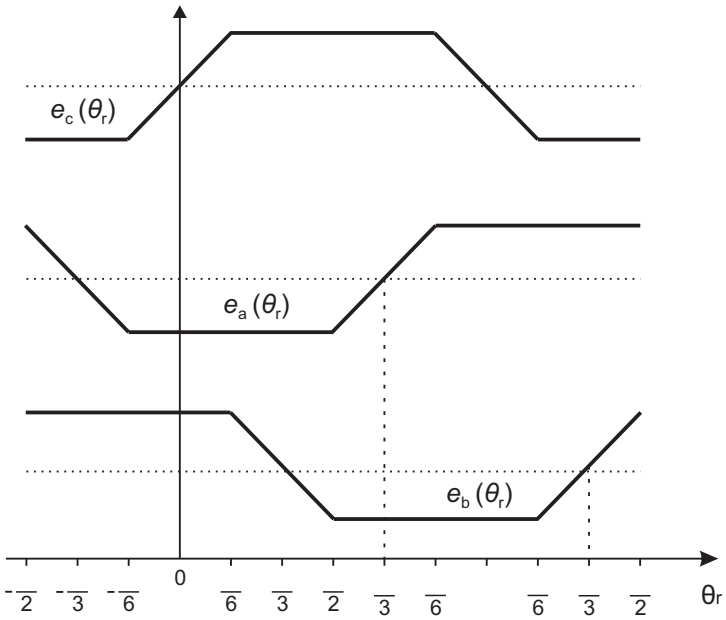

Figura A.5: FCEM do BLDCM.

por:

$$\mathbf{f}_{a1}(r,\theta_e,\theta_r) = i_a(l\mathbf{z}) \times \mathbf{b}_r(r,\theta_e,\theta_r) \tag{A.23}$$

$$= i_a l B_r(r,\theta_e,\theta_r)\vec{\theta}. \tag{A.24}$$

Analogamente ao enrolamento da fase a definido em ($\pi \leq \theta_e \leq 4\pi/3$), a força exercida é determinada por:

$$\begin{aligned}\mathbf{f}_{a2}(r,\theta_e-\theta_r) =& i_a(-l\mathbf{z}) \times \mathbf{b}_r(r,\theta_e-\theta_r)\\ =& -i_a l B_{ro}(r,\theta_e-\theta_r)\vec{\theta}.\end{aligned} \tag{A.25}$$

O conjugado total exercido no enrolamento da fase a é determinado por:

$$\begin{aligned}\tau_{ea}(\theta_r) &= \int_0^{\frac{\pi}{3}} \mathbf{r} \times \mathbf{f}_{a1}(r,\theta_e,\theta_r)\frac{3N_e}{\pi}d\theta_e + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\pi} \mathbf{r} \times \mathbf{f}_{a2}(r,\theta_e,\theta_r)\frac{3N_e}{\pi}d\theta_e\\ &= 2l\frac{3N_e}{\pi}i_a\int_0^{\frac{\pi}{3}} rB_r(r,\theta_e,\theta_r)d\theta_e\mathbf{z}.\end{aligned} \tag{A.26}$$

Substituindo a equação (A.2) na equação (A.26), obtém-se:

$$\tau_{ea}\left(\theta_r\right) = \begin{cases} 2R_rB_rlN_ei_a, & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r < \frac{\pi}{2} \\ 2R_rB_rlN_e\left(\frac{6}{\pi}\theta_r + 2\right)i_a, & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{6} \\ -2R_rB_rlN_ei_a, & \frac{5\pi}{6} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{2} \\ -2R_rB_rlN_e\left(\frac{6}{\pi}\left(\theta_r - \pi\right) + 2\right)i_a, & \frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < \frac{5\pi}{6} \end{cases}. \tag{A.27}$$

Sabendo-se que $\tau_{ra}\left(\theta_r\right) = -\tau_{ea}\left(\theta_r\right)$, o conjugado exercido pelo rotor é dado por:

$$\tau_{ra}\left(\theta_r\right) = \begin{cases} -2R_rB_rlN_ei_a, & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r < \frac{\pi}{2} \\ -2R_rB_rlN_e\left(\frac{6}{\pi}\theta_r + 2\right)i_a, & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{6} \\ 2R_rB_rlN_ei_a, & \frac{5\pi}{6} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{2} \\ 2R_rB_rlN_e\left(\frac{6}{\pi}\left(\theta_r - \pi\right) + 2\right)i_a, & \frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < \frac{5\pi}{6} \end{cases}. \tag{A.28}$$

Ao comparar as equações(A.22) e (A.28) é possível definir a constante de conjugado K_t como, $K_t = K_e$. Assim, o conjugado exercido no rotor pela corrente da fase a pode ser expresso como:

$$\tau_{ra}\left(\theta_r\right) = \begin{cases} -K_ti_a, & -\frac{\pi}{6} \leqslant \theta_r < \frac{\pi}{2} \\ -K_t\left(\frac{6}{\pi}\theta_r + 2\right)i_a, & -\frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{6} \\ K_ti_a, & \frac{5\pi}{6} \leqslant \theta_r < -\frac{\pi}{2} \\ K_t\left(\frac{6}{\pi}\left(\theta_r - \pi\right) + 2\right)i_a, & \frac{\pi}{2} \leqslant \theta_r < \frac{5\pi}{6} \end{cases}, \tag{A.29}$$

onde K_t é a constante de conjugado do BLDCM.

Deve-se ter atenção com relação a constante de conjugado. Muitos fabricantes disponibilizam essa constante como sendo um valor de linha, também denominado fase-fase.

A.1.7 Modelo Matemático do BLDCM

Os fluxo magnético total em cada fase do estator é dado por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar}\left(\theta_r\right) \\ \lambda_{br}\left(\theta_r\right) \\ \lambda_{cr}\left(\theta_r\right) \end{bmatrix}. \tag{A.30}$$

Considerando as resistências dos enrolamentos do estator, R_a, R_b, R_c e as tensões de

fase v_a, v_b, v_c, o modelo elétrico do BLDCM pode ser expresso por,

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \tag{A.31}$$

ou,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix}. \tag{A.32}$$

O conjugado eletromagnético pode ser expresso por:

$$T_e = \tau_{ra}(\theta_r, i_a) + \tau_{rb}(\theta_r, i_b) + \tau_{rc}(\theta_r, i_c), \tag{A.33}$$

ou,

$$T_e = \frac{1}{\omega_r}\left[e_a(\theta_r)\, i_a + e_b(\theta_r)\, i_b + e_c(\theta_r)\, i_c\right]. \tag{A.34}$$

O modelo mecânico é dado por:

$$J\frac{d}{dt}\omega_r = T_e - T_c - B\omega_r, \tag{A.35}$$

$$\frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r. \tag{A.36}$$

ANEXO B – PARTIDA DO BLDC

O BLDCM é um motor síncrono a ímãs permanentes sem escovas que necessita de um procedimento adicional de partida quando há ausência de sensores mecânicos de posição, principalmente quando são utilizadas técnicas de estimação de posição baseadas na FCEM. Uma partida inadequada pode provocar altas correntes estatóricas que produzem um campo magnético capaz de desalinhar parcialmente os domínios magnéticos dos ímãs permanentes, incapacitando o motor operar novamente na sua eficiência nominal. A fim de evitar danos ao motor e estabelecer a melhor técnica para a aplicação considerada, são necessárias informações sobre a característica funcional da aplicação, tais como: possibilidade da reversão no sentido de rotação da rotor, as grandezas elétricas medidas na planta, a característica do conjugado de carga e as limitações operacionais do inversor. O período entre a partida do BLDCM e o início da operação sensorless, pode ser divida em dois estágios, a determinação da posição inicial do rotor e a aceleração do motor a um nível de velocidade adequada à estimação da posição do rotor. Neste anexo, serão descritos diversos métodos encontrados na literatura referentes aos dois estágios de partida do BLDCM.

B.1 Posição Inicial do Rotor

A maximização do conjugado inicial de partida pode ser obtida com a determinação da posição inicial do rotor. Para isso existem dois métodos:

- Alinhamento do rotor em uma posição pré-estabelecida com a alimentação de dois ou mais enrolamentos (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (LEE et al., 2008), (TRAN et al., 2010), (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009);

- Estimação da posição inicial do rotor através de técnicas indiretas com medidas de corrente e/ou tensão baseadas na saturação magnética do estator (SHAN et al., 2001), (LEE; SUL, 2006), (ASAEI; ROSTAMI, 2009), (TURSINI; PETRELLA; PARASILITI, 2003),

(SCHMIDT et al., 1997), (JANG; PARK; CHANG, 2002), (DINESH et al., 2010), (CHANG; TZOU, 2007), (TANAKA et al., 2001), (NAKASHIMA; INAGAKI; MIKI, 2000), (MATSUI, 1996), (MATSUI; TAKESHITA, 1994), (TAKESHITA; MATSUI, 1996), (HATAKEYAMA et al., 2009), (CHAMPA et al., 2009), (LAI; SHYU; TSENG, 2003), (ISTVAN; COROBAN-SCHRAMEL; TIPONUT, 2010), (SUGAWARA; KAIMORI; NISHIKATA, 2005).

A saturação magnética estatórica é em função da posição do rotor com ímãs permanentes que depende das características construtivas do motor. Geralmente os motores com pólos salientes apresentam uma variação mais acentuada da indutância estatórica, enquanto que os motores com pólos não salientes também podem apresentar uma variação que pode ser mensurada e assim permitir a identificação da posição inicial do rotor.

B.1.1 Alinhamento do Rotor

Uma forma de definir a posição inicial é através do pré-alinhamento do rotor com a energização de dois enrolamentos do motor (JOHNSON; EHSANI; GUZELGUNLER, 1999), (LEE et al., 2008), (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (VINATHA; POLA; VITTAL, 2006). Geralmente, durante o processo de alinhamento ocorre a rotação reversa e oscilações de velocidade, que consequentemente produzem vibrações e a condução da terceira fase do motor, como pode ser observado na Figura B.1. A dinâmica das oscilações de velocidade são dependentes dos parâmetros mecânicos do motor.

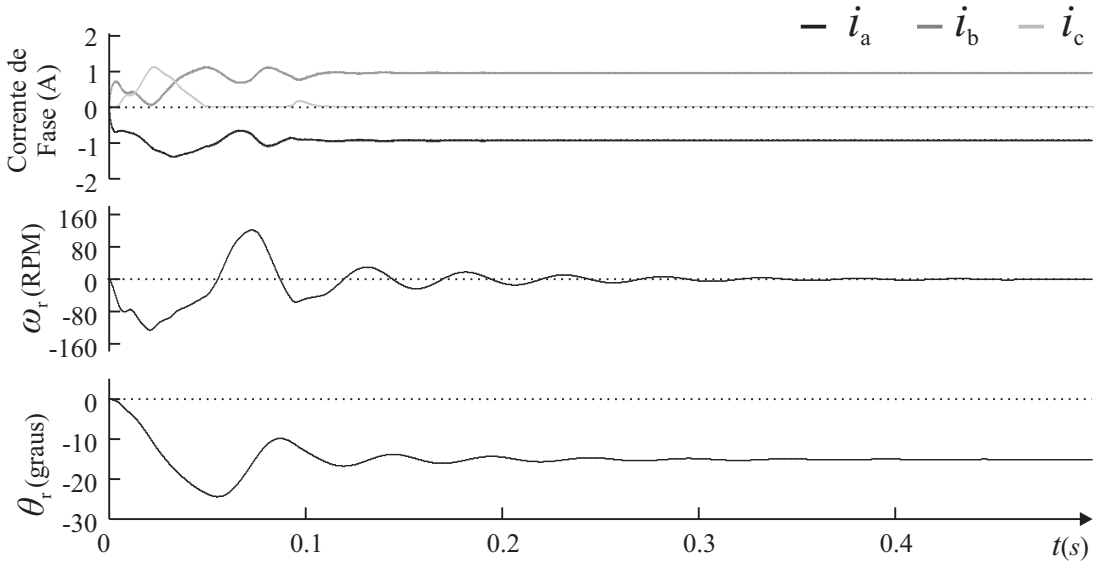

Figura B.1: Alinhamento do rotor.

Além da alimentação de duas fases é possível alinhar o motor energizando três fases. Como em (TRAN et al., 2010), onde é proposto um alinhamento com acionamento vetorial das três fases do motor. Após o alinhamento, o próximo vetor de tensão a ser aplicado é ortogonal ao eixo magnético do rotor. Desta forma, é possível obter o máximo conjugado de partida.

As falhas de alinhamento podem ser reduzidas através do processo de alinhamento forçado proposto em (KIM et al., 2009). Os autores aprimoraram o alinhamento do motor com a inclusão de uma malha de corrente com dinâmica lenta (2Hz) e com o monitoramento da amplitude da FCEM. Quando o motor é alinhado, geralmente há um transitório com o deslocamento do rotor, assim uma FCEM é gerada. No entanto, quando o motor já está alinhado não há FCEM. Este algoritmo é desenvolvido para compressores BLCD a fim de garantir o alinhamento mesmo submetido a um grande conjugado de carga inicial. Com a garantia do alinhamento inicial monitorando a amplitude da FCEM, o motor consegue acelerar do repouso mesmo sob diferenças consideráveis de pressão na sucção e descarga do refrigerante. Uma desvantagem é a necessidade do uso de sensores de corrente.

B.1.2 Estimação da Posição Inicial

A rotação reversa do BLDCM é inadmissível em algumas aplicações, por exemplo, em discos rígidos onde o sentido de rotação é unidirecional. A solução para evitar a rotação reversa é estimar a posição inicial do rotor, a qual é realizada pelo princípio da saturação magnética do estator.

A saturação magnética ocorre quando o eixo do fluxo magnético do ímã permanente está alinhado com o eixo do fluxo magnético produzido pelas correntes de fase. A Figura B.2 mostra quatro casos de uma BLDCM de enrolamento concentrado e rotor com ímãs de superfície. As setas contínuas representam o eixo do fluxo magnético na bobina produzido pela corrente de fase, enquanto que as setas tracejadas indicam o eixo do fluxo magnético produzido pelo ímãs do rotor. Note que na Figura B.2.(a) quando o eixo do fluxo magnético do ímã permanente é alinhado na mesma direção do eixo do fluxo magnético produzido por corrente de fase, o fluxo magnético resultante aumenta e a indutância do enrolamento assume o menor valor. No entanto, quando o eixo do fluxo magnético do ímã permanente está alinhado na direção oposta do eixo do fluxo magnético produzido pela corrente de fase, Figura B.2. (b), o fluxo magnético resultante reduz e a indutância do enrolamento é menor que a indutância média de uma rotação mas maior do que o último

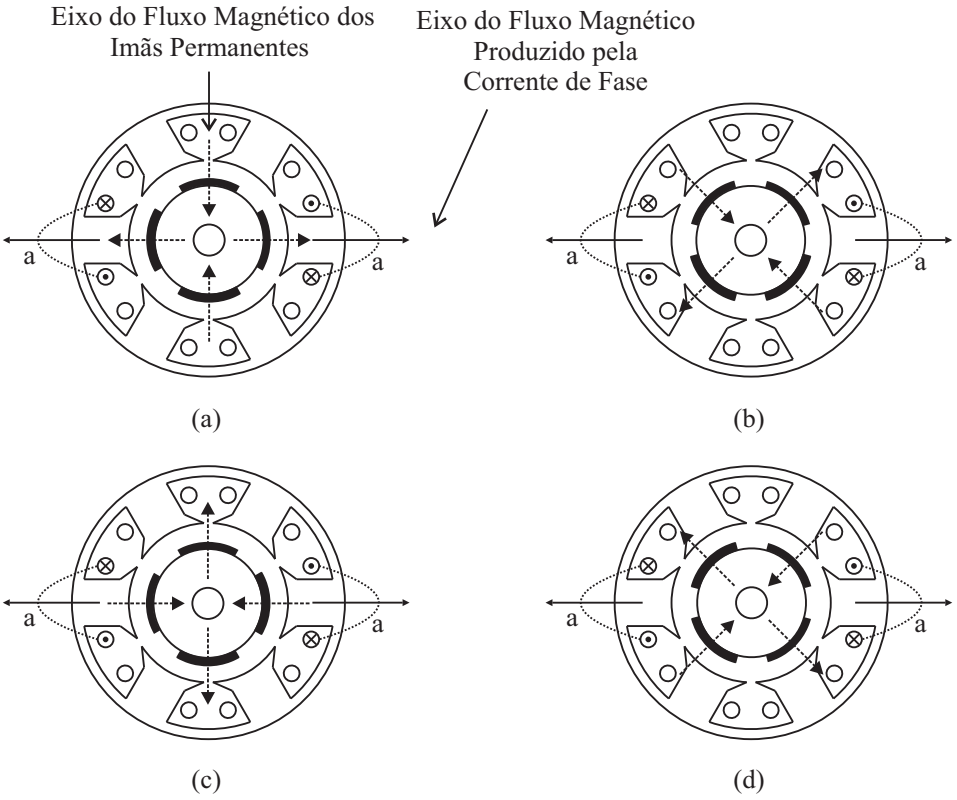

Figura B.2: Princípio da saturação magnética.

caso. O efeito de saturação produz uma variação de indutância do enrolamento conforme indicado na Figura B.3.

Todos os métodos de identificação da posição inicial baseiam-se na variação da indutância. Logo, estimando-se a própria variação ou os efeitos que esta produz no circuito elétrico equivalente do motor, é possível determinar a posição inicial.

A posição do rotor é identificada através da estimativa das indutâncias de fase em (SHAN et al., 2001). O procedimento para determinar a posição inicial do rotor, utiliza a medida das correntes de fase durante a condução de dois enrolamentos para estimar cada indutância de fase. Para isso são necessários sensores de corrente nas fases do motor

Ao invés da posição inicial ser estimada pela identificação das indutâncias de fase, é possível determinar a posição do rotor diretamente pela comparação entre as correntes medidas. Por exemplo, em (LEE; SUL, 2006) são aplicados quatro pulsos de tensão ao BLDCM, e simultaneamente, a corrente do barramento CC é amostrada. Os dois pulsos de tensão iniciais aplicados em três fases do motor são complementar em 180º. As correntes amostradas resultantes são comparadas entre si para identificar a posição do rotor com resolução de 180º elétricos. Na etapa seguinte, dois pulsos de tensão são aplicados ao motor, os quais devem ser próximos ao vetor de tensão que resultou na maior corrente

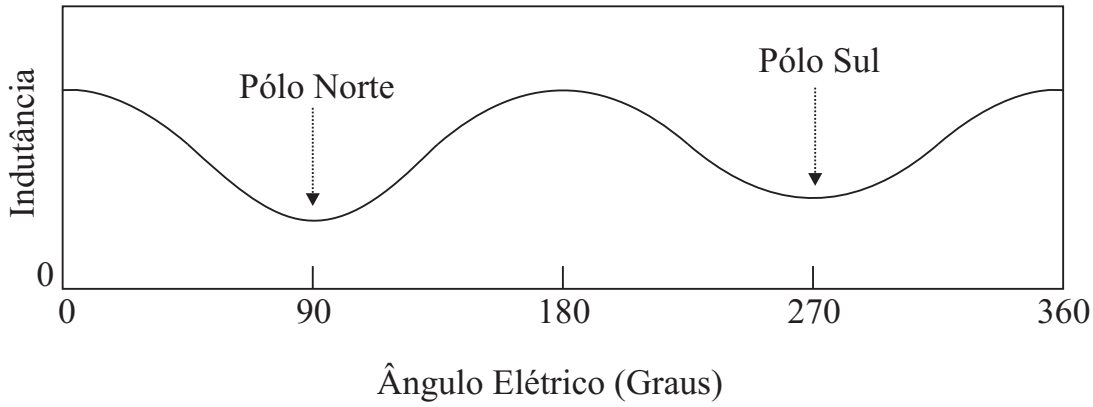

Figura B.3: Indutância do estator em função da posição do rotor.

na etapa anterior. As correntes amostradas são comparadas entre si para determinar a posição do rotor, com resolução de 60° elétricos. Finalmente, a posição inicial do rotor pode ser determinada comparando as correntes amostradas de três vetores de tensão mais próximos. O erro máximo é de até 30 ° elétricos. A desvantagem desse método é o uso de um sensor de corrente no barramento CC. O erro na corrente medida é devido às fontes de ruído que podem provocar a falha do processo.

Uma melhoria no procedimento de identificação mostrado em (LEE; SUL, 2006) é proposto em (ASAEI; ROSTAMI, 2009). Os autores propuseram um algoritmo que estima a posição do rotor com um erro de no máximo 6%. Com base nas amostras de corrente do barramento CC sob quatro pulsos de tensão, é possível determinar qual a possível posição do rotor com resolução de 30º elétricos. A diferença do procedimento proposto por (LEE; SUL, 2006) é a que há uma linearização da diferença entre as amostras de corrente, e uma interpolação linear destas diferenças, resultando na posição do rotor. As retas de interpolação são estáticas e obtidas offline. A diferença entre as correntes amostradas podem aumentar a susceptibilidade a ruídos nas medidas de corrente, as quais são intoleráveis e podem levar a falhas na identificação com precisão.

Um novo procedimento que combina uma sequência interativa de pulsos de tensão com o processamento por lógica Fuzzy das correntes medidas no barramento CC é proposto em (TURSINI; PETRELLA; PARASILITI, 2003). A corrente de fase é amostrada no barramento CC durante o pulso de tensão. A diferença entre as correntes produzidas por um pulso positivo e outro negativo é utilizada no processo. A fim de produzir a corrente do barramento CC, seis pulsos de tensão complementares são aplicados ao BLDCM (três positivos e três negativos). O autor salienta o uso do resistor shunt como uma alternativa de sensor de corrente, pois elimina tanto a necessidade de sensores para medir as corrente de fase quanto os erros de offset presentes no uso de sensores de fase. O erro de posição

observado nos resultados de (TURSINI; PETRELLA; PARASILITI, 2003) é menor que 21º elétricos. O método pode ser aplicado a uma variedade de motores com ímãs permanentes e não requer o conhecimento dos parâmetros do motor. A identificação do rotor baseada na aplicação de seis pulsos de tensão complementares também é proposto por (SCHMIDT et al., 1997), (JANG; PARK; CHANG, 2002), (DINESH et al., 2010).

Doze pulsos de tensão são aplicados ao BLDCM no método descrito em (CHANG; TZOU, 2007). A posição inicial do rotor pode ser determinada pela comparação da magnitude das doze amostras de correntes do barramento CC, referentes a cada pulso de tensão. Existem dois grupos de pulsos de tensão devido a diferença entre a equivalência dos circuitos elétricos. Para isso são determinados dois períodos de condução distintos que devem ser definidos para uma comparação igualitária. Após a primeira estimação da posição do rotor, três vetores de tensão são aplicados ao motor com o objetivo de produzir o máximo conjugado eletromagnético sem produzir a rotação reversa. O método tem uma resolução de 30º elétricos e não necessita do conhecimento prévio dos parâmetros do motor.

Um método da estimação da posição do rotor é divida em duas etapas em (TANAKA et al., 2001) (NAKASHIMA; INAGAKI; MIKI, 2000). Na primeira etapa, doze pulsos de tensão distintos são aplicados ao motor, e suas respectivas correntes de fases são medidas através de dois sensores Hall em dois terminais do motor. A corrente amostrada com maior magnitude indica a posição do rotor com resolução de 30º elétricos. Na segunda etapa, um conjunto com três vetores são aplicados no motor com base na primeira etapa, ou seja, os vetores selecionados são os mais próximos ao vetor de tensão que produziu a maior corrente em magnitude na primeira etapa. A resolução teórica da posição estimada é $\pm 0.9375^{o}$ elétricos.

Três séries com dois pulsos curtos de tensão e dois pulsos longos de tensão são aplicados ao BLDCM como proposto por (MATSUI, 1996), (MATSUI; TAKESHITA, 1994) e (TAKESHITA; MATSUI, 1996). A corrente de fase é amostrada através de sensores Hall em duas faes do motor. Logo, a corrente média é calculada a partir das correntes amotradas durante os pulsos curtos, e então é utilizada na diferença com as próprias correntes instantâneas amostradas. O sinal da diferença indica duas possíveis posições do rotor com resolução de 180º elétricos. Para definir apenas uma, os pulsos longos que provocam a saturação do ferro do estator, são aplicados para determinar a direção do pólo norte do ímãs permanente. A direção é identificada por comparação entre a magnitude das amostras de corrente.

Todos os métodos descritos até então utilizam apenas sensores de corrente para determinar a posição inicial do rotor. No entanto, as tensões medidas nos terminas do motor podem fornecer informação para identificar a posição do rotor (CHAMPA et al., 2009), (HATAKEYAMA et al., 2009), (LAI; SHYU; TSENG, 2003) e (ISTVAN; COROBAN-SCHRAMEL; TIPONUT, 2010).

O princípio de funcionamento descrito em (CHAMPA et al., 2009) é baseado na simples detecção e comparação das tensões de fase e da resposta de corrente em relação a variação da indutância do estator. Nesse método são utilizados sensores resistivos em duas fases do motor, assim como um resistor *shunt* no barramento CC. Três pulsos de tensão são aplicados ao BLDCM. No primeiro pulso, duas tensões de fase são medidas através de divisores resistivos e comparadas entre si para definir duas possíveis posições. De forma análoga são aplicados os outros dois pulsos. Por último as correntes do barramento CC referente aos três pulsos de tensão, são também comparadas entre si. Desta forma a posição inicial é determinada com um erro de 30º elétricos.

A técnica proposta em (LAI; SHYU; TSENG, 2003) elimina o uso de sensores de corrente para identificar a posição inicial do rotor. Nesse caso, três pulsos de tensão são aplicados energizando as três fases do motor. Durante o *turn-off* das chaves do inversor no período de roda livre dos diodos, a tensões de fase são monitoradas para analisar o tempo de redução da tensão. Dependendo da posição do rotor, os diodos saem de condução em tempos diferentes e a tensão de fase do motor reflete esses tempos. A resolução da técnica é de 60º elétricos, validados experimentalmente com o uso de uma plataforma com FPGA.

De outra maneira, em (ISTVAN; COROBAN-SCHRAMEL; TIPONUT, 2010) a posição do rotor é determinada com a aplicação de dois intervalos de pulsos de tensão no BLDCM, três pulsos curtos de tensão e um pulso longo de tensão. O primeiro passo no procedimento é comparar a diferença das tensões medidas na fase aberta durante o *turn-off* dos três pulsos curtos de tensão. Finalmente, um pulso longo de tensão é aplicado para distinguir entre duas posição possíveis do rotor determinadas na etapa anterior. A diferença entre o inicio e o final da tensão amostrada na fase aberta do motor, determina se o rotor está alinhado pelo pólo sul ou pólo norte do ímãs permanente. A precisão apresentada é de 18º elétricos.

B.2 Métodos de Partida

Aplicações sensorless baseadas na FCEM para detectar a posição do rotor, apresentam problemas quando o motor esta parado ou em velocidades próximas de zero devido a proporcionalidade da FCEM com a velocidade angular de rotação. Com objetivo de evitar estes problemas, uma técnica de partida deve ser implementada para acelerar o motor a um nível onde a FCEM possa ser detectada.

Esta aceleração pode ser realizada em malha aberta supondo o sincronização do rotor com uma excitação VVVF (Variable voltage variable frenquency) (TRAN et al., 2010),(WU; SLEMON, 1991),(QI et al., 2009), com tempos de comutação previamente estabelecido (OGASAWARA; AKAGI, 1991), (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009), (ASAEI; ROSTAMI, 2009), partida com malha de corrente (UNGUREAN; COROBAN-SCHRAMEL; BOLDEA, 2010), ou com a identificação indireta da posição do rotor através de medidas de corrente (LEE; SUL, 2006), (JANG; PARK; CHANG, 2002), (MATSUI, 1996; MATSUI; TAKESHITA, 1994; TAKESHITA; MATSUI, 1996), (GAMBETTA; AHFOCK, 2009).

O "*Aling and Go*" é frequentemente usado para a partida do BLDCM quando o conjugado de carga é fixo e os parâmetros mecânicos são conhecidos (ANPING; JIAN, 2010). Em alguns métodos de partida a posição inicial do rotor é ignorada e a sincronização do rotor depende do padrão de excitação do motor (frequência e tensão). Falhas de partida, vibrações mecânicas, a desmagnetização dos ímãs permanentes devido as altas correntes de partida, podem ser alguns dos problemas produzidos por uma partida inadequada. A fim de evitar esses problemas, algumas técnicas de partida serão apresentadas e discutidas nas próximas subseções.

B.2.1 Partida em Malha Aberta

A partida em malha aberta é amplamente aplicada ao BLDCM. Este método pode provocar falhas quando o conjugado de carga é desconhecido ou por variações dos parâmetros mecânicos (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009). Para melhorar este método, em (WU; SLEMON, 1991) é proposto um procedimento de partida em malha aberta para acelerar o motor com a menor oscilação possível de velocidade. A oscilação de velocidade durante o processo de partida pode ser minimizado estabelecendo o rotor em um ângulo inicial (WU; SLEMON, 1991).

Um método com base em algoritmos *Variable Voltage Variable Frequency* (VVVF) é proposto em (TRAN et al., 2010). A aceleração do motor segue até em uma velocidade

em que seja possível estabelecer a estimação da posição. Embora, a corrente estatórica é sintetizada indiretamente pela modulação PWM, os resultados apresentados em (TRAN et al., 2010) mostram altas correntes durante a aceleração. Neste método, o uso de sensores de posição e de corrente é dispensado.

A técnica de partida apresentada em (QI et al., 2009) inclui três estágios: alinhamento da posição do rotor, aumento da frequência e da tensão visando a aceleração da máquina, e transição para o método da estimação da posição do rotor. O padrão PWM é gerado através de um oscilador de tensão controlada (VCO). Este método é aplicado em compressores rotativos onde o conjugado de carga varia em função da posição do rotor.

B.2.2 Detecção da FCEM

Um método de partida do BLDCM medindo a FCEM extraída das tensões de linha é apresentado em (DAMODHARAN; SANDEEP; VASUDEVAN, 2008). Verificou-se que através da diferença entre as tensões de linha é possível determinar a FCEM com um ganho de 2, ou seja, com a FCEM amplificada é possível detectar o cruzamento em velocidades mais baixas. No entanto, há dependência da característica da máquina bem como na qualidade da instrumentação de medida. O método é susceptível a ruídos na tensão.

B.2.3 Método de Partida I-F

Uma estratégia de partida do BLDCM utilizando o controle de corrente é proposto em (UNGUREAN; COROBAN-SCHRAMEL; BOLDEA, 2010). Sendo que a medida da corrente é realizada através de um resistor shunt no barramento CC. Este método é empregado apenas para altas rotações pois uma detecção do ZCP segura é obtida com uma razão cíclica igual ou maior a 20%. A partida esta divida em: alinhamento com uma razão cíclica fixa (20%), o *start-up* com um degrau na razão cíclica e conforme uma frequência predefinida, a aceleração i-f com o uso de uma malha de corrente que controla o barramento CC e o *speed-control* que corresponde quando o ZCP está num nível seguro de detecção e assim inicia o controle de velocidade através de um PID e um *anti-windup* que geram uma tensão de referência.

B.2.4 Partida com Identificação da Posição do Rotor

A posição do rotor pode ser estimada durante a aceleração ou pela variação da indutância estatórica devido a saturação magnética do ferro (LEE; SUL, 2006), (JANG; PARK; CHANG, 2002), (GAMBETTA; AHFOCK, 2009) (MINGYAO; ZHIYAO; KEMAN, 2008), ou através da análise da resposta da corrente quando uma tensão constante é aplicada ao BLDCM (LEE et al., 2008), (KIM et al., 2008), (KIM et al., 2009).

Um método de aceleração baseado na estimação da posição do rotor é proposto por (LEE; SUL, 2006). A corrente do barramento CC é medida uma ou duas vezes em um período de comutação do inversor trifásico PWM, no instante que corresponde ao início do vetor de tensão e no final do período de amostragem. A corrente inicial amostrada deve ser subtraída da corrente amostrada final. Então a diferença é comparada para determinar a posição do rotor. O processo é susceptível a ruídos nas tensões, o que pode provocar um falha de partida. Desta forma, o algoritmo proposto define o próximo vetor de tensão a ser aplicado depois da comparação de dez períodos de amostragem consecutivos.

De outra forma, em (JANG; PARK; CHANG, 2002) dois pulsos distintos de tensão são aplicados ao motor (um pulso curto e outro longo) durante a aceleração. Estes pulsos de tensão contribuem positivamente ao conjugado eletromagnético a fim de evitar a rotação reversa. Se a corrente amostrada produzida pelo pulso de tensão curto é maior que o pulso longo, uma comutação de fase é executada. O mesmo método é apresentado em (MINGYAO; ZHIYAO; KEMAN, 2008).

Um método para reduzir as ondulações de corrente durante a aceleração do compressor BLDC é proposto por (LEE et al., 2008). O alinhamento do rotor é realizado pela energização de duas fases do motor. Durante a aceleração do motor, a razão cíclica do PWM é mantida constante. O método baseia-se no princípio que quando uma tensão constante é aplicada ao estator, a corrente de fase apresenta o aumento acentuado da taxa de variação de corrente. Este fato corresponde a região crescente ou decrescente da FCEM do motor, como mostrado na Figura B.4. Este fato define o instante da comutação de fase. Para isso, os autores definem a limite máximo de corrente que define a comutação entre fases. Este limite é determinado pela média das correntes do último período de comutação depois do transitório de corrente.

Uma análise comparativa entre os três métodos de partida para o compressor BLDC é apresentado em (KIM et al., 2008). O primeiro método é o convencional “align and go”, onde o alinhamento do rotor é feito com a energização de duas fases do motor e a aceleração do motor é executada em malha aberta segundo um padrão predefinido de

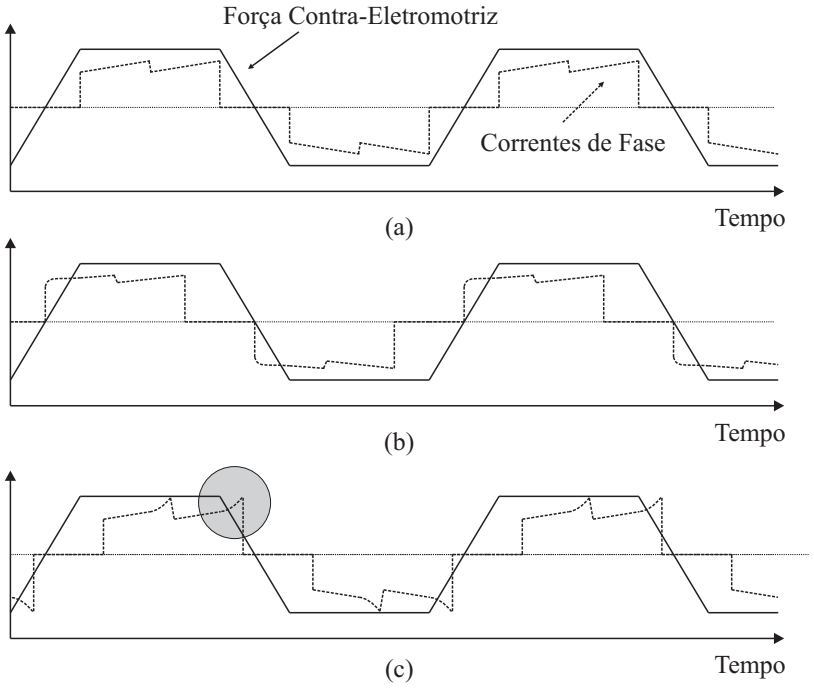

Figura B.4: Relação entre a corrente de fase e a posição do rotor (LEE et al., 2008).

instantes de comutação. Contudo qualquer incerteza no conjugado de carga pode resultar na falha da partida. O segundo método é o mesmo método apresentado por (LEE et al., 2008). O terceiro método é a melhoria do alinhamento forçado do rotor com a inclusão de uma malha de corrente que combina a processo de alinhamento forçado (KIM et al., 2008) com o método apresentado em (LEE et al., 2008). Os resultados comparativos mostraram a superioridade do terceiro método sobre os demais segundo uma variação acentuada do conjugado de carga.