MÁRIO CELSO GONELLA

Acionamento e Controle Sensorless para Motores Brushless DC Aplicados a Compressores Herméticos para Refrigeração Doméstica

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos.
Orientador: Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar

São Carlos
2006

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

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

Gonella, Mário Celso
G638a Acionamento e controle sensorless para motores brushless DC aplicados a compressores herméticos para refrigeração doméstica / Mário Celso Gonella ; orientador Manoel Luís de Aguiar. -- São Carlos, 2006.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas dinâmicos) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo.

1. Motor brushless DC. 2. Técnica sensorless.
3. Modelo de motores BLDC. 4. Simulação de máquinas.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **MÁRIO CELSO GONELLA**

Dissertação defendida e julgada em 18-08-2006 perante a Comissão Julgadora:

Aprovado

Prof. Dr. **MANOEL LUÍS DE AGUIAR (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado

Prof. Dr. **ERNANE ANTÔNIO ALVES COELHO**
(Universidade Federal de Uberlândia/UFU)

Aprovado

Prof. Dr. **JOSÉ ROBERTO BOFFINO DE ALMEIDA MONTEIRO**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Prof. Associado **HOMERO SCHIABEL**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
em Engenharia Elétrica

Profa. Titular **MARIA DO CARMO CALIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação da EESC

Dedico esta obra à minha esposa Cristiane pelo amor, apoio e compreensão.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar pela excelente orientação, imprescindível à elaboração deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Diógenes P. Gonzaga e ao Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro do Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo pelas idéias e sugestões que contribuíram para o aprimoramento deste trabalho.

A Tecumseh do Brasil Ltda., especialmente ao Eng.º Eduardo Paiva Baeta e ao Eng.º Pedro Ferdinando Crnkovic Jr. (*in memoriam*) pelo incentivo e apoio para a realização deste projeto.

Ao Fernando Henrique Pisani Teixeira que desenvolveu toda a parte de projeto e construção do motor utilizado neste trabalho.

À minha família pelos conselhos e por ter compartilhado meus problemas e preocupações.

A todos aqueles que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

E, acima de tudo, a Deus que nunca me deixou fraquejar mesmo quando os problemas pareciam não ter mais solução.

Resumo

GONELLA, M. C. **Acionamento e controle sensorless para motores brushless DC aplicados a compressores herméticos para refrigeração doméstica**. 2006. 120p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.

O objetivo deste trabalho é desenvolver a simulação de um sistema de controle de velocidade para compressores herméticos domésticos utilizando motores *brushless DC* controlados por uma estratégia do tipo *sensorless*. O ponto central é o desenvolvimento da simulação global de controle a partir de um modelo adequado do motor BLDC com base no programa Matlab/Simulink. São abordadas algumas estratégias de controle *sensorless* além de alguns métodos de partida para este tipo de máquina. As estratégias de controle e partida propostas para o trabalho são analisadas detalhadamente e simuladas através do Matlab em ambiente Simulink utilizando as ferramentas do *Power System Blockset* (PSB). Os resultados destas simulações são apresentados e discutidos no final deste trabalho.

Palavras – chave: motor brushless DC; técnica sensorless; modelo de motores BLDC; simulação de máquinas.

Abstract

GONELLA, M. C. **Drive and sensorless control for brushless DC motors applied to hermetic compressors for household refrigeration**. 2006. 120p. M.Sc. Dissertation – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.

The aim of this work is to develop the simulation of a speed control system for household hermetic compressors using brushless DC motors controlled by a sensorless strategy. The main point of the work is the development of the control global simulation from a suitable BLDC motor model based on Matlab/Simulink program. Some sensorless control strategies and even some starting methods for this type of machine are approached. The control and starting strategies proposed for this work are analyzed in detail and simulated by Matlab in Simulink program using Power System Blockset (PSB) tools. The simulation results are presented and discussed at the end of this work.

Keywords: brushless DC motor; sensorless strategy; BLDC motors model; machines simulation.

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Exemplos de rotores com imã permanente _____ 24

Figura 2.2 - Modelo do motor BLDC _____ 26

Figura 2.3 – Funções de forma normalizadas _____ 28

Figura 2.4 - Limites de operação de semicondutores de potência _____ 30

Figura 2.5 - Ponte inversora trifásica _____ 31

Figura 2.6 - Regulação de corrente por banda de histerese _____ 33

Figura 2.7 - Diagrama de chaveamento para C 120º Q1 _____ 35

Figura 2.8 - Representação das correntes na ponte inversora trifásica _____ 35

Figura 2.9 - Diagrama de chaveamento para C 60º Q1 _____ 36

Figura 2.10 - Diagrama de chaveamento para C 120º Q6 _____ 38

Figura 2.11 - Diagrama de chaveamento para C 60º Q6 _____ 38

Figura 3.1 - Esquema de condução de correntes com chaveamento em Q1 _____ 50

Figura 3.2 - Esquema de condução de correntes com chaveamento em Q6 _____ 52

Figura 3.3 - Esquema de condução de correntes com Q1 e Q6 ligados _____ 54

Figura 3.4 - Formas de onda da fcem e das correntes de fase _____ 56

Figura 4.1 - Modelo Simulink do motor BLDC _____ 60

Figura 4.2 - Diagrama de blocos do controlador de velocidade _____ 62

Figura 4.3 - Diagrama simulink do sistema completo _____ 64

Figura 4.4 - Circuito ceifador _____ 65

Figura 4.5 - Fluxograma do sistema de controle _____ 66

Figura 4.6 - Regiões de operação do controlador de corrente _____ 70

Figura 4.7 - Esquema de detecção do cruzamento pelo zero _____ 72

Figura 4.8 - Torque de carga do compressor _____ 73

Figura 5.1 - Curva de velocidade do motor Siemens com modelo desenvolvido __ 77

Figura 5.2 - Curva de velocidade do motor Siemens com modelo Simulink _____ 78

Figura 5.3 – Aquisição das fcem de fase do motor BLDC protótipo _____ 79

Figura 5.4 - Curva de velocidade do motor BLDC protótipo _____ 81

Figura 5.5 - Posição rotórica normalizada do motor BLDC protótipo_____ 81

Figura 5.6 - Torque eletromagnético gerado pelo motor BLDC protótipo _____ 82

Figura 5.7 - Detalhe do torque eletromagnético gerado pelo motor BLDC protótipo 83

Figura 5.8 - Fcem e detecção dos cruzamentos do motor BLDC protótipo_____ 84

Figura 5.9 - Tensão no motor BLDC protótipo em relação à referência adotada __ 85

Figura 5.10 - Correntes de fase e de referência do motor BLDC protótipo _____ 86

Figura 5.11 - Alinhamento entre a fcem e as correntes do motor BLDC protótipo _ 87

Figura 5.12 - Fcem de fase do motor BLDC protótipo _____ 88

Figura 5.13 - Curva de velocidade do compressor protótipo _____ 90

Figura 5.14 - Posição rotórica normalizada do compressor protótipo _____ 90

Figura 5.15 - Torque de carga do compressor protótipo _____ 91

Figura 5.16 - Detalhe do torque de carga do compressor protótipo_____ 92

Figura 5.17 - Torque eletromagnético gerado pelo compressor protótipo_____ 92

Figura 5.18 - Correntes de fase e de referência do compressor protótipo_____ 93

Figura 5.19 - Alinhamento entre a fcem e as correntes do compressor protótipo __ 94

Figura A.1 - Circuito de Refrigeração_____ 106

Figura A.2 - Diagrama pressão-entalpia e ciclo de refrigeração _____ 107

Figura A.3 - Principais tipos de compressores_____ 109

Figura A.4 - Vista explodida de um compressor hermético alternativo _____ 110

Figura A.5 - Representação do motor monofásico_____ 112

Figura A.6 - Relé de corrente_____ 113

Figura A.7 - Relé PTC _____ 114

Figura A.8 - Diagrama elétrico do motor monofásico com dois capacitores _____ 116

Figura A.9 - Relé de potencial _____ 117

Figura A.10 - Protetores térmicos bi-metálicos _____ 118

Figura A.11 - Vista em corte do protetor bi-metálico _____ 119

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Seqüência de acionamento da ponte inversora trifásica _____ 31

Tabela 4.1 - Características de cada região de operação _____ 71

Tabela 5.1 - Parâmetros do motor Siemens _____ 76

Tabela 5.2 - Parâmetros do motor BLDC protótipo _____ 79

Tabela 5.3 - Parâmetros do compressor protótipo_____ 89

Lista de Abreviaturas e Siglas

BLDC:	Brushless DC
CC:	Corrente contínua
fcem:	Força contra-eletromotriz
EESC:	Escola de Engenharia de São Carlos
EKF:	Extended Kalman Filter
IGBT:	Insulated gate bipolar transistor
LACEP:	Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência
MOSFET:	Metal-oxide-semiconductor field effect transistor
PSB:	Power System Blockset
PTC:	Positive Temperature Coefficient
PWM:	Pulse Width Modulation
USP:	Universidade de São Paulo

Lista de Símbolos

V_a: tensão na fase A

V_b: tensão na fase B

V_c: tensão na fase C

R_a: resistência de estator na fase A

R_b: resistência de estator na fase B

R_c: resistência de estator na fase C

i_a: corrente na fase A

i_b: corrente na fase B

i_c: corrente na fase C

L_{aa}: indutância própria da fase A

L_{ab}: indutância mutua da fase A para fase B

L_{ac}: indutância mutua da fase A para fase C

L_{ba}: indutância mutua da fase B para fase A

L_{bb}: indutância própria da fase B

L_{bc}: indutância mutua da fase B para fase C

L_{ca}: indutância mutua da fase C para fase A

L_{cb}: indutância mutua da fase C para fase B

L_{cc}: indutância própria da fase C

e_a: força contra-eletromotriz induzida na fase A

e_b: força contra-eletromotriz induzida na fase B

e_c: força contra-eletromotriz induzida na fase C

V_n: tensão no ponto neutro

L: indutância própria

M: indutância mútua

R: resistência de estator

f_a: função de forma da fcem na fase A

f_b: função de forma da fcem na fase B

f_c: função de forma da fcem na fase C

θ_e: posição rotórica (elétrica)

K_e: constante de fcem

ω_m: velocidade angular (mecânica)

T_{el}: torque eletromagnético gerado

K_t: constante de torque

J: momento de inércia

B: constante de atrito viscoso

T_L: torque de carga

P: número de pólos

V_{dc}: tensão do barramento CC

d: fator de serviço (duty cycle)

t_{ON}: tempo ligado

t_{OFF}: tempo desligado

T: período

V_m: tensão média

V_f: tensão fornecida

i: corrente na malha

L_1: diferença entre as indutâncias própria e mútua

e_3: terceiro harmônico das fcem

ω^*: velocidade angular de referência

$\hat{\omega}$: velocidade angular estimada

$\hat{\theta}$: posição rotórica estimada

τ*: torque de referência

i*: corrente de referência

P_r: pressão de desequilíbrio

θ: posição rotórica (mecânica)

G: função de transferência do controlador PI

s: variável de Laplace

z: variável complexa z

U: ação de controle do controlador PI

E: erro amostrado

u: ação de controle do controlador PI na forma de equação diferença

e: erro amostrado na forma de equação diferença

k: passo de iteração

θ_0: posição rotórica inicial

a: aceleração angular

t: tempo

ω: velocidade angular (elétrica)

V_{fn}: tensão de fase nominal

T_n: torque nominal

V_{eln}: velocidade angular nominal

Sumário

Capítulo 1 - Introdução ____ *19*

Capítulo 2 - O Motor Brushless DC e seu Acionamento ____ *22*

2.1 Modelagem do Motor ____ **26**

2.2 Tipos de Acionamento ____ **29**

2.2.1 Dispositivos semicondutores de potência ____ 29

2.2.2 Ponte inversora trifásica ____ 30

2.2.3 Controle de tensão (PWM) e de corrente (histerese) ____ 32

2.2.4 Estratégias de acionamento para motores BLDC ____ 34

2.2.5 Estratégia de acionamento adotada ____ 39

Capítulo 3 - Estratégias Sensorless e de Partida ____ *41*

3.1 Tipos de estratégias sensorless ____ **42**

3.2 Tipos de estratégias de partida ____ **46**

3.3 Definição das estratégias mais adequadas ____ **47**

3.4 Estratégia de controle sensorless proposta ____ **48**

3.5 Estratégia de partida proposta ____ **57**

Capítulo 4 - Simulação do Sistema Proposto ____ *59*

Capítulo 5 - Resultados das Simulações ____ *75*

5.1 Motor BLDC Siemens (modelo de motor desenvolvido) ____ **76**

5.2 Motor BLDC Siemens (modelo de motor do Simulink) ____ **78**

5.3 Simulação do motor BLDC protótipo ____ **79**

5.4 Simulação do motor BLDC protótipo como compressor ____ **88**

Capítulo 6 - Perspectivas de Implementação Futura ____ *95*

Capítulo 7 - Conclusão ____ *97*

Referências ____ *99*

Apêndice A - Sistemas Domésticos de Refrigeração ____ *102*

A.1. Tipos de Sistemas de Refrigeração ____ **102**

A.1.1 Refrigeração por Meio de Gases ____ 102

A.1.2 Refrigeração por Absorção ____ 103

A.1.3 Refrigeração por Adsorção ____ 104

A.1.4 Refrigeração Termoelétrica ____ 104

A.2. Refrigeração por Compressão a Vapor ____ **105**

A.3. Compressores ____ **108**

A.4. Motores Elétricos ____ **111**

A.4.1 Motor de fase dividida ____ 112

A.4.2 Motor de capacitor de partida ____ 114

A.4.3 Motor de capacitor permanente ____ 115

A.4.4 Motor com dois capacitores ____ 116

A.4.5 Motor de fase dividida com capacitor permanente ____ 117

A.4.6 Sistemas de proteção ____ 118

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de refrigeração domésticos são responsáveis por cerca de 32% do consumo de energia elétrica residencial conforme Procel[*] (1999) apud Achão (2003). Tal fato motiva a investigação de soluções que otimizem este consumo através do aumento da eficiência de aparelhos eletrodomésticos como refrigeradores, freezers e condicionadores de ar. Estas soluções podem se concentrar em diferentes segmentos, como no aperfeiçoamento dos sistemas de isolação térmica, em novos sistemas de refrigeração baseados em novas tecnologias, em otimizações elétricas e/ou mecânicas para os sistemas atuais, etc. Deste modo, o objetivo deste trabalho é a investigação de um sistema de controle de velocidade utilizando técnicas *sensorless* para aplicação em compressores herméticos com motores do tipo *brushless DC* visando elevar a eficiência energética global do sistema de refrigeração minimizando seu custo, como apresentado em Gonella e Aguiar (2006) e Gonella et al.(2006).

Definidos os objetivos iniciais, serão apresentados, como alternativa aos atuais motores de indução, alguns tipos de motores *brushless*, bem como, a modelagem e as estratégias de acionamento para o motor *brushless* DC com imã permanente na superfície do rotor e perfil trapezoidal de força contra-eletromotriz

[*] PROCEL, 1999. Disponível em <http://www.eletrobras.gov.br/procel>

induzida, cujo modelo levou em consideração inclusive as formas de onda reais de fcem adquiridas diretamente do motor desenvolvido por Teixeira (2006). O motor *brushless DC* é mais eficiente que os motores de indução com rotor tipo gaiola de esquilo por apresentar menor perda de energia por efeito joule no rotor como descrito em Miller (1993). Numa próxima etapa, são apresentadas algumas técnicas de controle *sensorless* e de partida analisadas na literatura em Vas (1998) e Johnson, Ehsani e Güzelgünler (1999) além de uma variação destas técnicas proposta em Shao (2003). Esta última realiza a estimativa da velocidade e posição rotórica por meio da informação proveniente da fase não alimentada do motor sem a necessidade de filtros e sistemas sofisticados para condicionamento de sinais o que possibilita sua implementação em uma plataforma de baixo custo. Esta estratégia, juntamente com um método de partida em malha aberta foi virtualmente implementada em ambiente Simulink utilizando o software Matlab® da MathWorks, Inc, empregando algumas ferramentas do *PowerSystemBlockset* (PSB) que possui uma grande variedade de dispositivos de potência pertinentes à análise deste trabalho. Estas ferramentas possibilitam utilizar um modelo mais preciso para os elementos de potência do circuito inversor do que meramente o emprego de chaves ideais.

Os resultados das simulações são apresentados e detalhadamente discutidos no capítulo seguinte mostrando quatro diferentes simulações. As duas primeiras fazem a validação do modelo de motor desenvolvido neste trabalho por comparação com os resultados obtidos utilizando o modelo de motor *brushless* DC disponível no PSB. A terceira simulação utiliza os parâmetros do motor de Teixeira (2006) desacoplado do compressor hermético ao passo que a última simula este

mesmo motor montado a um sistema mecânico de forma a constituir um compressor hermético.

Por fim, são feitas algumas considerações relativas a uma possível implementação prática para o sistema proposto analisando sua viabilidade de adaptação a um microcontrolador.

No apêndice deste trabalho, está mostrado uma descrição dos sistemas de refrigeração atuais e dos compressores herméticos tradicionais os quais estão baseados no emprego de motores de indução monofásicos comandados por termostatos do tipo liga-desliga. Este tipo de controle, além de causar grandes oscilações térmicas no sistema, gera picos de corrente durante a partida do compressor e requerem motores com maior potência de regime dependendo das condições de partida. Por sua vez, os sistemas com controle de velocidade apresentam partidas e variações de velocidade suaves permitindo o emprego de motores com menor potência de regime além de reduzirem a histerese térmica do sistema de refrigeração.

Capítulo 2

O Motor Brushless DC e seu Acionamento

Para aplicações em compressores herméticos, os motores elétricos não devem possuir escovas, uma vez que são parte integrante do circuito de refrigeração e, portanto, ficam em contato com os fluidos refrigerantes como mostrado na Figura A.4. Desta forma, o emprego de motores com comutador neste tipo de ambiente poderia resultar em diversos problemas, tais como: falha no contato elétrico entre as escovas e os anéis coletores, contaminação do sistema por resíduos eliminados pelo desgaste das escovas e inviabilidade de manutenção destas escovas devido a carcaça do compressor ser soldada.

Com base nestas informações, apenas os motores sem escovas seriam aplicáveis a este propósito. Portanto, além dos motores de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, seriam viáveis para aplicação em compressores herméticos apenas os motores *brushless DC*, *brushless AC* e os motores de relutância chaveada. Os motores *brushless AC* são caros e de difícil fabricação por possuírem perfil senoidal de tensão induzida pelo rotor no estator. Os motores de indução e os de relutância chaveada, em níveis diferentes, possuem perdas significativas no rotor por efeito joule e foucault. Segundo Miller (1993), os motores *brushless DC* são mais eficientes e possuem maior relação torque por corrente que os motores de indução.

Suas perdas no rotor são extremamente pequenas e seu controle é de fácil implementação. Logo, o motor *brushless DC* (BLDC) foi o que se apresentou mais adequado à proposta deste trabalho.

A literatura apresenta diferentes classificações para os motores *brushless* com imã permanente no rotor. Hendershot Jr. e Miller (1994) propõem quatro diferentes tipos de máquinas: motores com rotor interno, motores com rotor externo, motores com rotor tipo disco ou *pancake* e motores sem ranhuras ou *slotless*. Os motores com rotor interno possuem características físicas similares aos motores de indução já utilizados nos compressores herméticos e, por esta razão, se adaptam muito bem a esta aplicação. Os motores com rotor externo são largamente aplicados em ventiladores, HD's, etc., por requererem elevada rotação com velocidade constante. Os motores com rotor tipo *pancake* são freqüentemente utilizados em unidades de disquete, videocassetes, etc., por apresentarem velocidades relativamente baixas. Por fim, os motores sem ranhuras são empregados em aplicações com rotações extremamente elevadas onde não se deseja as flutuações de torque conhecidas como *cogging torque* causado pelo efeito das ranhuras. Desta forma, como os motores *brushless* com rotor interno são os que se mostram mais adequados à aplicação em compressores herméticos, o estudo em questão focará apenas este tipo de máquina.

Os motores BLDC com rotor interno também apresentam diferentes configurações construtivas quanto aos rotores conforme mostrado na Figura 2.1. Os rotores de (a) a (f) são rotores com imã permanente na superfície e os de (g) a (h) são rotores com imã permanente interno. No rotor mostrado em (a), os imãs têm o formato de arcos e são colados à superfície cilíndrica do rotor. Em (b), os imãs são presos ao redor do rotor por uma cinta metálica. No rotor (c), os imãs são colados

entre si de modo a formar um anel. Em (d), os imãs são inseridos em ranhuras feitas na superfície do rotor formando uma superfície cilíndrica uniforme. O rotor (e) é formado por um corpo não cilíndrico no qual são colados os imãs que dão a curvatura circular ao rotor. O rotor (f) é similar ao (e), no entanto, dois de seus pólos são conseqüentes e não verdadeiros. O rotor (g) é do tipo transversal e por ser interno pode atingir elevadas rotações. O rotor (h) é do tipo longitudinal e, conforme Monteiro (1997), seu fluxo no entreferro é circunferencial.

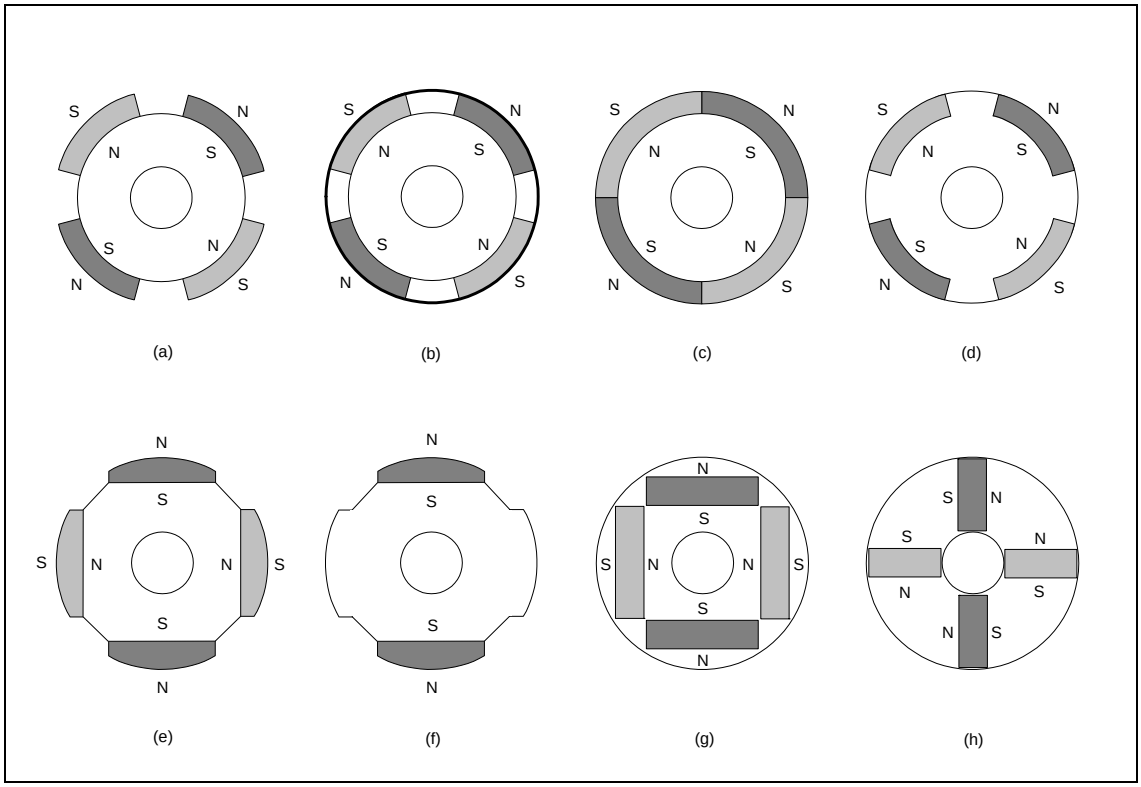

Figura 2.1 - Exemplos de rotores com imã permanente

Krishnan (2001) também destaca a existência de rotores com campo axial, ou seja, rotores cuja direção do fluxo é paralela ao eixo do rotor. Os rotores mostrados na Figura 2.1 possuem campo radial e, portanto, têm fluxo na direção do raio da máquina.

Quanto ao material de fabricação dos imãs permanentes, Miller (1993) apresenta alguns tipos: Alnico 5, Alnico 5-7, Alnico 9, Ferrite, Samário-cobalto

(Sm_2Co_{17}) e Neodímio-ferro-boro (NdFeB). As propriedades destes materiais são muito diversas como, por exemplo, o nível de fluxo remanescente, a máxima temperatura de trabalho, a resistência mecânica, etc.. Os imãs de Sm_2Co_{17} e NdFeB possuem elevado fluxo remanescente, no entanto, têm custo elevado. Os imãs menos nobres, como os de Ferrite, possuem baixo fluxo remanescente, mas são os que têm menor custo. Em motores onde se deseja elevada relação torque por volume, os imãs de terras raras são os mais indicados e para aplicações onde o custo é um fator crítico, os imãs de Ferrite são uma boa opção. No entanto, este último é indicado para temperaturas de trabalho até 100ºC.

Para este trabalho foi escolhido um rotor como o mostrado na Figura 2.1 (a) devido a sua simplicidade construtiva e por ser o que apresenta maior densidade de fluxo no entreferro segundo Krishnan (2001). Uma vez que os imãs são apenas colados junto às lâminas deste rotor existe obviamente uma limitação quanto à velocidade de rotação, no entanto, como o desgaste mecânico no compressor hermético também aumenta com a velocidade, a rotação deste motor não deverá ultrapassar 4000 RPM. Quanto ao material dos imãs, os de Ferrite são os mais indicados a este propósito não apenas pelo custo reduzido, mas também pela relação torque por volume não ser crítica neste caso.

O estator do motor BLDC é similar ao estator dos motores de indução trifásicos, fato que contribui para sua fácil adaptação aos compressores herméticos atuais. O projeto e otimização deste motor foi realizado por Teixeira (2006).

Uma vez definida a configuração do motor BLDC, o próximo passo é efetuar a modelagem matemática para o mesmo.

2.1 Modelagem do Motor

O modelo do motor BLDC é apresentado por Krishnan (2001) e será descrito neste capítulo com algumas considerações adicionais.

Segundo Krishnan (2001), o modelo com eixos de referência d-q não é usual para o motor BLDC devido à distribuição de fcem induzida ser trapezoidal. Desta forma, é apresentado a seguir o modelo por fases que representa cada fase do motor BLDC por um circuito série contendo um resistor, um indutor e uma fonte de tensão que representa a fcem induzida do rotor no estator. Se estes braços forem então conectados em “Y” a representação do motor BLDC fica conforme mostrado na Figura 2.2.

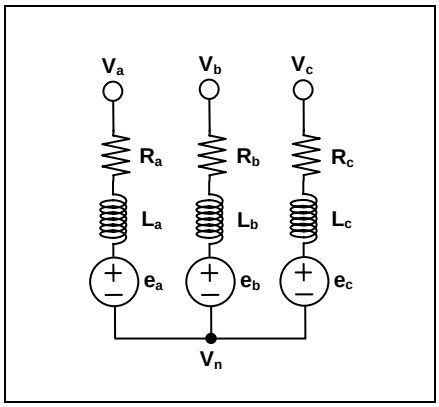

Figura 2.2 - Modelo do motor BLDC

Para simplificação do modelo estão sendo desconsideradas as correntes induzidas no rotor pelos campos harmônicos do estator além das perdas de dispersão e por Foucault. Desta forma, o equacionamento para o circuito da Figura 2.2 fica como mostrado na equação (2.1).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \qquad (2.1)$$

Se for assumido que o rotor possui pólos lisos e que as três fases são simétricas e equilibradas pode-se escrever as equações (2.2) e (2.3).

$$L = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \tag{2.2}$$

$$M = L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} \tag{2.3}$$

A equação (2.4) é obtida a partir das equações (2.1), (2.2) e (2.3).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Assumindo que o terminal neutro é isolado, a soma das correntes de fase é nula, desta forma, a equação (2.4) pode ser reescrita como mostrado na equação (2.5).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

As forças contra-eletromotrizes induzidas podem ser definidas pelas equações de (2.6) a (2.8).

$$e_a = f_a(\theta_e).K_e.\omega_m \tag{2.6}$$

$$e_b = f_b(\theta_e).K_e.\omega_m \tag{2.7}$$

$$e_c = f_c(\theta_e).K_e.\omega_m \tag{2.8}$$

As f_i´s são funções normalizadas que representam a forma das fcems em função da posição rotórica em radianos elétricos. Um exemplo destas funções pode ser visto na Figura 2.3.

O torque eletromagnético gerado pelo motor BLDC pode ser obtido pela equação (2.9).

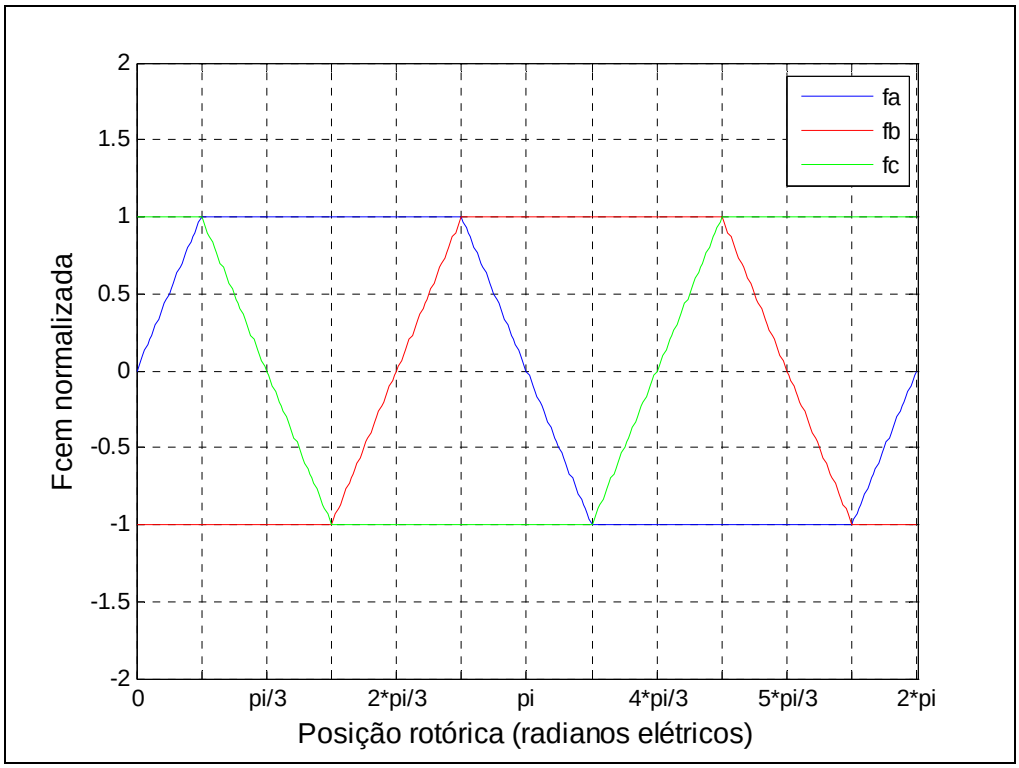

Figura 2.3 – Funções de forma normalizadas

$$T_{el} = K_t.[f_a(\theta_e).i_a + f_b(\theta_e).i_b + f_c(\theta_e).i_c] \tag{2.9}$$

Com as equações de (2.5) a (2.9), da equação mecânica (2.10) e da equação (2.11) o modelo matemático do motor fica completo.

$$J.\frac{d\omega_m}{dt} + B.\omega_m = T_{el} - T_L \tag{2.10}$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{P}{2}.\omega_m \tag{2.11}$$

Como pode-se perceber, as equações que descrevem o motor BLDC são muito similares as que descrevem o motor CC com comutador. Segundo Hendershot Jr. e Miller (1994) o motor BLDC é equivalente a um motor CC invertido, onde os imãs giram enquanto que os condutores permanecem estacionários.

2.2 Tipos de Acionamento

Hendershot Jr. e Miller (1994) apresentam algumas estratégias de acionamento e controle para motores BLDC trifásicos. A seguir serão descritas tais estratégias além dos componentes envolvidos em sua execução.

2.2.1 Dispositivos semicondutores de potência

Nos acionamentos com elementos semicondutores, quase sempre se deseja minimizar as perdas de energia a fim de conseguir sistemas com maior eficiência energética que viabilizem o emprego de componentes com menor volume e custo. Para tanto, os dispositivos de potência operam somente nas regiões de condução ou de corte, o que restringe as perdas significativas destes dispositivos apenas às transições entre estas regiões. Tais perdas são conhecidas como perdas de chaveamento e são proporcionais à freqüência de comutação dos semicondutores.

Algumas características são significativas nestes elementos de potência, dentre elas:

- Pequena queda de tensão sobre o dispositivo na região de condução;
- Pequena corrente de fuga pelo dispositivo na região de corte;
- Elevada tensão de ruptura;
- Elevado dv/dt;
- Elevado di/dt;
- Elevada velocidade de chaveamento.

Os dispositivos de potência mais utilizados atualmente para este tipo de aplicação são os IGBT's (*insulated gate bipolar transistors*) e os MOSFET's (*metal-oxide-semiconductor field effect transistors*),

principalmente devido à simplicidade de acionamento, baixas perdas energéticas e custo reduzido.

Segundo Pomilio (2001), pode-se admitir como regra básica, que os IGBT's são indicados para aplicações até 50kHz. Acima desta freqüência recomenda-se o emprego dos MOSFET's. Na Figura 2.4 estão mostrados os limites de operação dos componentes semicondutores de potência mais comuns.

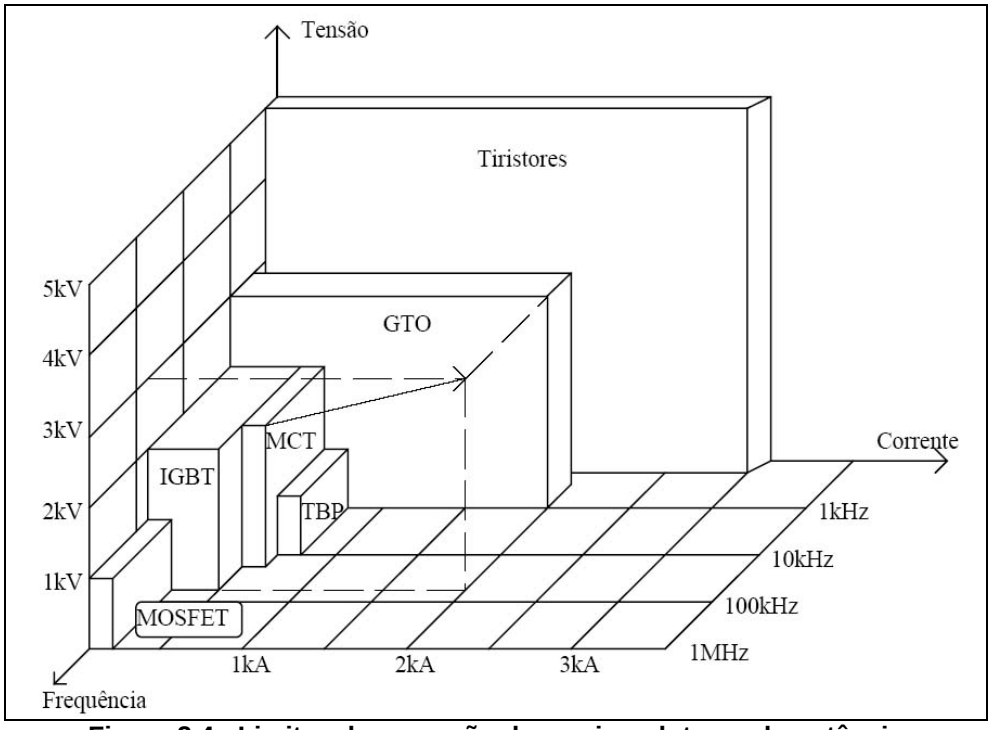

Figura 2.4 - Limites de operação de semicondutores de potência
Fonte: POMILIO, J. A. (2001)

2.2.2 Ponte inversora trifásica

A ponte inversora trifásica é um circuito comum à maioria dos sistemas de acionamento para motores BLDC. Sua configuração básica, utilizando IGBT's como elementos de chaveamento, está mostrada na Figura 2.5.

No acionamento de motores BLDC, somente duas das três fases são acionadas a cada intervalo de 60º elétricos, ou seja, sempre

existe uma fase flutuante que não conduz corrente durante este período. Desta forma, a alimentação do motor BLDC é feita através de duas chaves da ponte inversora, sendo uma superior e outra inferior. Obviamente, chaves que pertençam a um mesmo braço da ponte não devem ser acionadas simultaneamente uma vez que isto levaria a um curto-circuito o que comprometeria os semicondutores de potência.

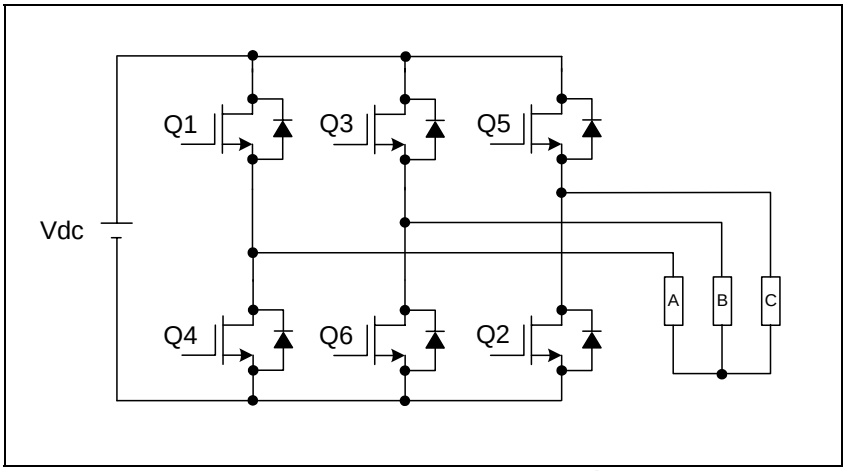

Figura 2.5 - Ponte inversora trifásica

Na Tabela 2.1 está mostrada a seqüência de acionamento de cada uma das chaves em função da posição rotórica em graus elétricos supondo-se como carga um motor BLDC simétrico equilibrado conectado em “Y”.

Tabela 2.1 - Seqüência de acionamento da ponte inversora trifásica

Posição	Sw 1	Sw 2	V_a	V_b	V_c	i_a	i_b	i_c
0º a 30º	Q5	Q6	FL	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	-	+
30º a 90º	Q1	Q6	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	FL	+	-	0
90º a 150º	Q1	Q2	$V_{dc}/2$	FL	$-V_{dc}/2$	+	0	-
150º a 210º	Q3	Q2	FL	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	+	-
210º a 270º	Q3	Q4	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	FL	-	+	0
270º a 330º	Q5	Q4	$-V_{dc}/2$	FL	$V_{dc}/2$	-	0	+
330º a 360º	Q5	Q6	FL	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	-	+

Pela Tabela 2.1 pode-se perceber que cada par de chaves fica ativo por 60º elétricos e que a corrente em cada fase fica positiva por 120º elétricos, nula por 60º, negativa por mais 120º e novamente nula por 60º. A sigla “FL” mostrada na tabela acima significa a fase que não está sendo alimentada no momento, ou seja, flutuando.

2.2.3 Controle de tensão (PWM) e de corrente (histerese)

Segundo Hendershot Jr. e Miller (1994), o controle de tensão por PWM (*pulse-width-modulation*) e o controle de corrente por banda de histerese são os mais simples de serem implementados e serão apresentados a seguir.

Supondo que os dispositivos de potência sejam chaveados a uma freqüência fixa de período T, o controle de tensão por PWM é feito através do ajuste do fator de serviço *(duty cycle)* do sinal aplicado, ou seja, da relação entre o tempo de acionamento da chave pelo período total de chaveamento como mostrado na equação (2.12).

$$d = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \tag{2.12}$$

Se a tensão fornecida for fixa, a tensão média aplicada à carga fica descrita pela equação (2.13).

$$V_m = d.V_f \tag{2.13}$$

Desta forma, o valor do fator de serviço pode ser modulado de diferentes formas de modo a controlar o perfil da corrente entregue a carga. No entanto, é aconselhável que a freqüência de chaveamento seja pelo menos dez vezes superior à freqüência do sinal modulado, de modo que a indutância de carga reduza as flutuações na corrente (op. cit.).

O controle de corrente por banda de histerese utiliza um comparador entre a corrente medida e a corrente de referência como mostrado na Figura 2.6.

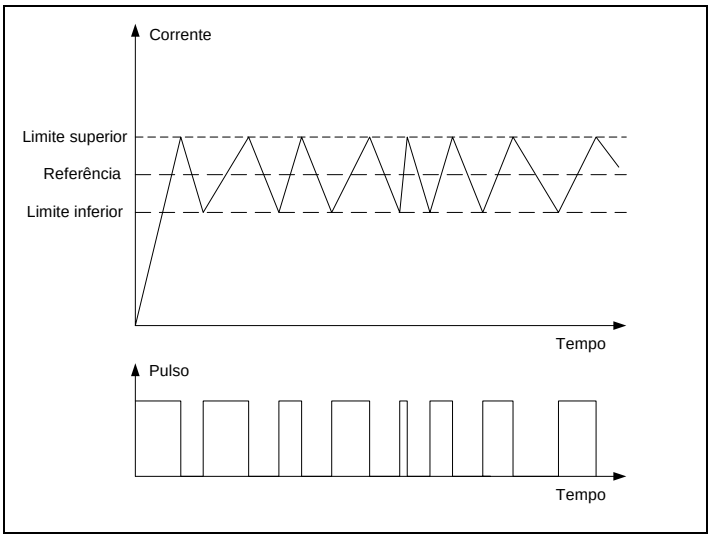

Figura 2.6 - Regulação de corrente por banda de histerese

Desta forma, quando a corrente medida ultrapassar o limite superior da banda de histerese, o dispositivo de potência será desligado fazendo com que a corrente diminua. Quando esta atingir o limite inferior da banda, o dispositivo de potência será acionado novamente elevando o valor da corrente. Se a corrente se encontrar dentro da banda de histerese, o estado do dispositivo de potência não é alterado.

Como pode-se perceber na Figura 2.6, a freqüência de chaveamento não é constante como no caso anterior, esta depende principalmente da indutância da carga e da largura da banda de histerese. Outra consideração importante é que se o tempo de resposta do circuito não for suficientemente rápido, a corrente medida pode ultrapassar os limites da banda de histerese.

2.2.4 Estratégias de acionamento para motores BLDC

Hendershot Jr. e Miller (1994) apresentam seis diferentes estratégias de acionamento para motores BLDC trifásicos. Em todas elas, somente um dos elementos de potência da ponte inversora é chaveado por vez enquanto que outro é mantido ligado durante todo o intervalo de 60º elétricos. A seqüência de acionamento é a mesma descrita na Tabela 2.1, sendo que a diferença de um método para outro está na escolha de qual dispositivo da ponte será chaveado, no método de controle empregado (corrente ou tensão) e na posição dos sensores.

Nos tópicos a seguir serão descritos estes seis métodos de acionamento:

- Acionamento C 120º Q1

Nesta estratégia a letra “C” significa que a corrente será a grandeza controlada, ou seja, controle de corrente por banda de histerese, como descrito no subitem 2.2.3.

O chaveamento será efetuado em alta freqüência somente pelos três elementos da porção superior da ponte (Q1, Q3 e Q5), os quais permanecem nesta condição por 120º elétricos. Os elementos complementares da porção inferior (Q2, Q4 e Q6) têm somente a função de comutação, permanecendo ligados conforme a seqüência da Tabela 2.1. Na Figura 2.7 está representado o chaveamento de Q1, Q3 e Q5 pelos intervalos com maior freqüência e a comutação de Q2, Q4 e Q6 pelas regiões planas.

O sensor de corrente é único e colocado em série com o barramento CC, desta forma, este não consegue detectar a corrente que

flui pelos diodos de roda livre na transição de um par de chaves para outro. Assim, a corrente em determinados ramos da ponte pode ultrapassar o valor de referência resultando em picos de corrente indesejáveis, como pode ser visto na Figura 2.8.

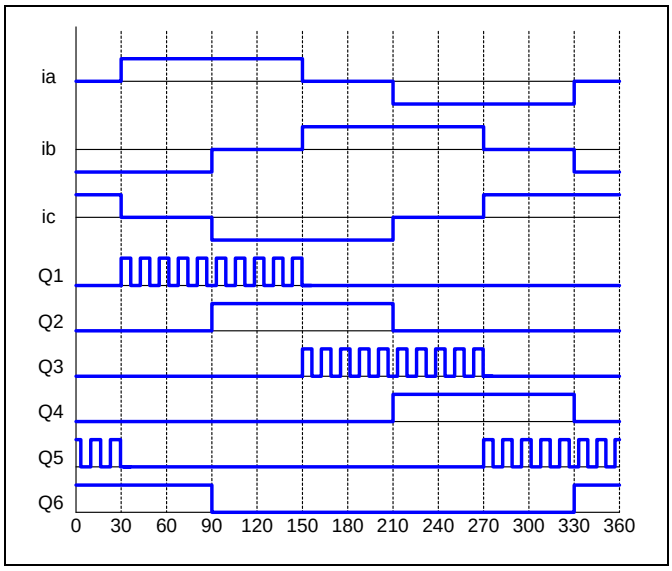

Figura 2.7 - Diagrama de chaveamento para C 120º Q1

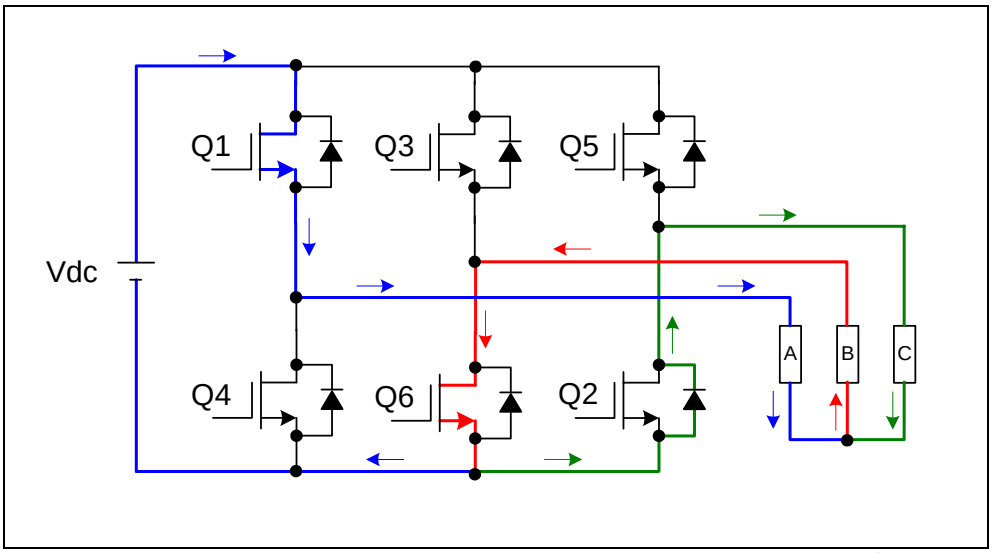

Figura 2.8 - Representação das correntes na ponte inversora trifásica

Analisando o circuito da Figura 2.8, pode-se perceber que na transição de Q5 / Q6 para Q1 / Q6, a corrente da fase “C”, em verde, passa a fluir via o diodo de roda livre de Q2 somando-se a corrente da fase “A” resultando, assim, na corrente da fase “B”, em vermelho. Como a

corrente medida pelo sensor é a corrente no barramento CC, a corrente da fase “B” pode então ultrapassar o valor de referência. A mesma análise vale para as demais transições.

- Acionamento C 60º Q1

Nesta estratégia, a corrente também é a grandeza controlada, no entanto, todos os elementos de potência da ponte inversora são chaveados por 60º elétricos e mantidos ligados pelos outros 60º. Isto assegura um equilíbrio de potência entre os seis semicondutores que constituem o inversor de freqüência. Na Figura 2.9 está representado a seqüência de chaveamento utilizando a estratégia C 60º Q1.

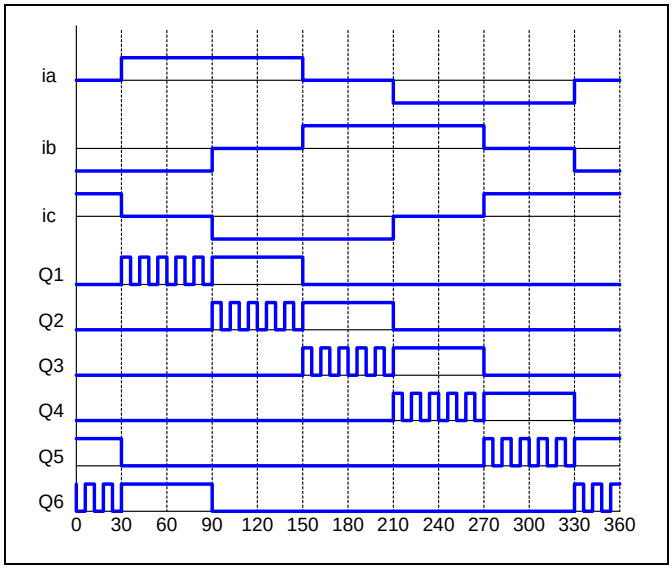

Figura 2.9 - Diagrama de chaveamento para C 60º Q1

O sensor de corrente também é colocado no barramento CC o que resulta nos mesmos problemas já apresentados no tópico anterior.

- Acionamento V 120º Q1

Neste método, a letra “V” significa que a grandeza controlada é a tensão, ou seja, controle de tensão por PWM como apresentado no subitem 2.2.3.

Somente a porção superior da ponte inversora é utilizada para chaveamento. A porção inferior é utilizada apenas para comutação.

Nenhum sensor de corrente é utilizado para regular a corrente instantânea, assim, esta deve ser controlada através do ajuste do fator de serviço *(duty cycle)* e da freqüência de chaveamento. A Figura 2.7 também representa este tipo de estratégia, no entanto, a diferença deste método para o C 120º Q1 é que a corrente não é mais ceifada ao redor do valor de referência.

- Acionamento C 120º Q6

Esta estratégia é similar a C 120º Q1, no entanto é a porção inferior da ponte que é chaveada enquanto que a porção superior é utilizada somente para comutação. O controle também é de corrente por banda de histerese, porém, os sensores são colocados em série com cada linha que alimenta o motor. Isto assegura que a corrente em qualquer ramo do circuito não irá exceder o valor estabelecido dentro da histerese. Analisando o circuito da Figura 2.8, pode-se perceber que um dos sensores de corrente irá detectar a corrente em vermelho e, portanto, também a corrente proveniente do diodo de roda livre o que evitará os picos de corrente na transição de um par de chaves para outro. Na Figura 2.10 está representado o diagrama de chaveamento para a estratégia C 120º Q6.

- Acionamento C 60º Q6

Este método é similar ao C 120º Q6, porém, todos os elementos da ponte são primeiramente mantidos ligados por 60º elétricos

e chaveados pelos outros 60º de modo a garantir equilíbrio de potência entre todos os semicondutores da ponte inversora.

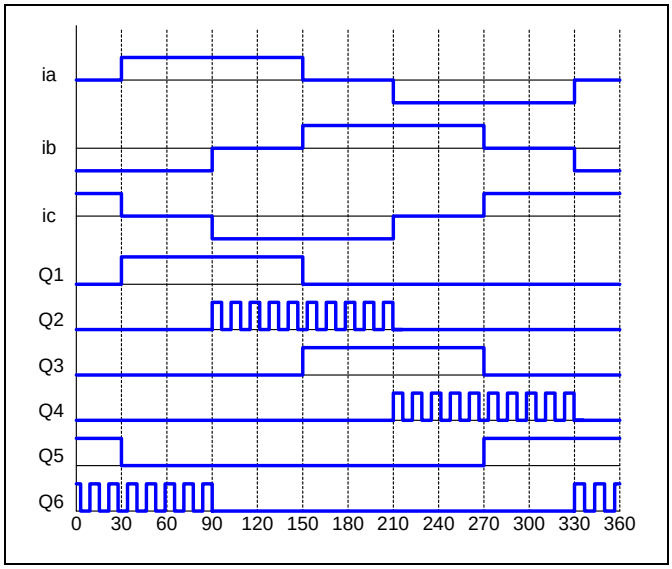

Figura 2.10 - Diagrama de chaveamento para C 120º Q6

A corrente é a variável de controle e os sensores de corrente são colocados em série com cada linha de alimentação o motor o que previne os picos de corrente já discutidos no tópico anterior. Na Figura 2.11 está representado o diagrama de chaveamento para a estratégia C 60º Q6.

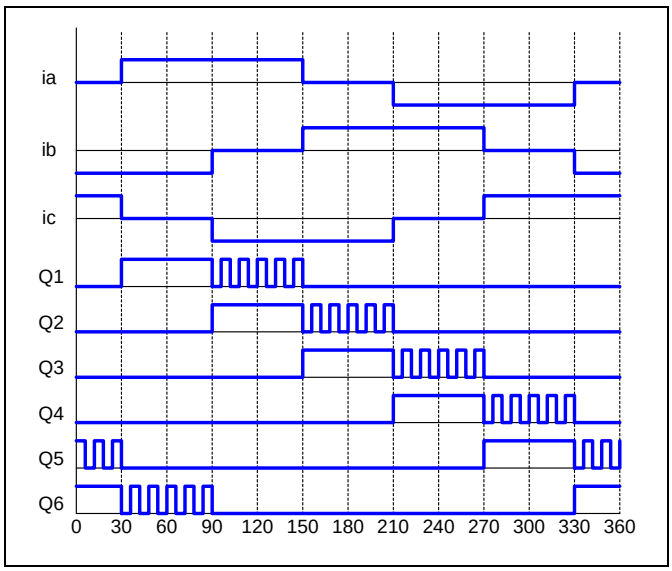

Figura 2.11 - Diagrama de chaveamento para C 60º Q6

- Acionamento V 120º Q6

Esta estratégia é similar a V 120º Q1, no entanto, somente os elementos da porção inferior da ponte são utilizados para chaveamento. Os elementos da porção superior são apenas para comutação.

Nenhum sensor de corrente é utilizado para regular a corrente instantânea, desta forma, o controle de corrente é feito pelo ajuste do fator de serviço *(duty cycle)* e da freqüência de chaveamento. A Figura 2.10 também representa este tipo de estratégia, no entanto, a diferença deste método para o C 120º Q6 é que a corrente não é mais ceifada ao redor do valor de referência.

2.2.5 Estratégia de acionamento adotada

Com base nestes seis métodos de acionamento optou-se pela estratégia C 60º Q6 para este trabalho. O controle de corrente foi escolhido devido à utilização de uma realimentação de corrente na estratégia de controle. Como se deseja igual dissipação de potência entre as chaves, visando minimização do custo do sistema, foi escolhido o chaveamento dos dois lados da ponte. Por fim, para se evitar os picos de correntes oriundos dos diodos de roda livre, foi determinada a colocação dos três sensores de corrente em série com cada linha de alimentação do motor.

Uma vez definido o método de acionamento para o sistema proposto, serão apresentados no próximo capítulo os tipos de estratégias de controle *sensorless* e de partida, bem como, qual é a mais adequada para o presente trabalho. Os motores BLDC sem sensores de posição de campo necessitam de métodos especiais de partida e controle para

determinar a orientação de campo do rotor a fim de se promover o acionamento da ponte inversora de maneira apropriada.

Capítulo 3

Estratégias Sensorless e de Partida

Os motores BLDC tipicamente utilizam sensores de posição de campo para determinar a posição do rotor e assim prover informações para se realizar o acionamento das fases do motor de maneira correta. Normalmente, estes sensores são do tipo Hall e são fixos ao estator próximos aos imãs do rotor defasados espacialmente por 120º elétricos no caso das máquinas trifásicas. No entanto, este tipo de estratégia não é adequada para utilização em compressores herméticos, uma vez que o motor fica em contato com os fluidos do sistema de refrigeração os quais podem comprometer o funcionamento dos sensores. Além disso, fica oneroso promover a interface de todos estes sensores com o meio externo onde se encontra todo o circuito de controle.

Sendo assim, uma estratégia do tipo *sensorless* vem ao encontro da aplicação em compressores herméticos. Por controle *sensorless* entende-se somente a supressão de sensores de velocidade e posição, tais como sensores Hall de posição de campo, encoders, resolvers, tacogeradores, etc. A utilização de sensores de tensão e corrente normalmente fazem parte deste tipo de controle.

3.1 Tipos de estratégias sensorless

Na literatura, são apresentadas diversas estratégias *sensorless* para motores BLDC. Vas (1998) descreve algumas destas estratégias mostrando as vantagens e desvantagens de cada uma delas. Johnson, Ehsani e Güzelgünler (1999) também apresentam diversos métodos de controle *sensorless* para motores BLDC agrupando-os em categorias conforme seu princípio de funcionamento. Com base nestas informações, será apresentado um resumo das principais estratégias de controle *sensorless*. No subitem 3.2, serão ainda descritas algumas técnicas de partida utilizadas no acionamento de motores *brushless* com imã permanente no rotor.

A primeira estratégia está baseada em métodos que utilizam as medidas de tensão e corrente de estator para determinar a posição do rotor. Esta pode ser subdividida em três métodos, como mostrado a seguir. O primeiro determina os fluxos magnéticos da máquina a partir de parâmetros e equações do motor, logo, utilizando relações entre estes fluxos e a posição rotórica pode-se estimar a posição e a velocidade do motor caso sua posição inicial seja conhecida. O segundo método utiliza as diferenças entre as grandezas medidas (tensão ou corrente) e as grandezas estimadas através de um modelo matemático do motor para determinar a posição do rotor. O terceiro método estima a posição e a velocidade rotórica a partir de equações e parâmetros do motor utilizando transformações em sistemas de eixos de referência de modo a obter relações entre as medidas de tensão e corrente no referencial abc e a posição e velocidade da máquina no referencial estacionário.

A segunda estratégia utiliza a força contra-eletromotriz induzida pelo rotor no estator para determinar a posição rotórica. Esta estratégia também pode ser realizada de diferentes maneiras sendo que as quatro principais formas serão vistas a seguir. A primeira, e a mais simples, promove a medida direta da tensão no terminal não alimentado da máquina de modo a determinar o cruzamento da força contra-eletromotriz pelo zero. Conhecendo estes instantes de cruzamento pode-se determinar a posição e a velocidade rotórica. A segunda forma é feita através da integração da força contra-eletromotriz da fase não alimentada a partir do instante em que esta cruzar o zero. Assim, os instantes de comutação da ponte inversora serão obtidos toda vez que o valor desta integral atingir um determinado nível de disparo. Através destes instantes pode-se também determinar a posição e velocidade do motor. A terceira forma utiliza a medida do terceiro harmônico da força contra-eletromotriz para determinar os instantes de comutação da ponte inversora. Desta forma, por meio da integração do terceiro harmônico obtido pela soma das três forças contra-eletromotrizes pode-se determinar exatamente estes instantes de comutação e conseqüentemente a posição e velocidade da máquina. A quarta e última forma obtém a informação do cruzamento da força contra-eletromotriz pelo zero de maneira indireta através da condução do diodo de roda livre da fase não alimentada da ponte inversora. Uma vez determinados estes cruzamentos é possível obter os instantes de comutação dos elementos de potência da ponte, bem como, a posição e a velocidade do motor.

A terceira estratégia utiliza observadores de estado para determinar a posição e velocidade do rotor. Estes observadores são normalmente filtros de Kalman ou observadores de Luenberger, os quais promovem um controle tipo

sensorless a partir de medidas de tensão e corrente de estator. Os métodos que utilizam o filtro de Kalman estendido (EKF) obtêm os estados não prontamente disponíveis, como a posição e velocidade rotórica, a partir dos estados facilmente mensuráveis como a tensão e corrente de estator. Deste modo, um EKF é composto basicamente por dois estágios: um de estimação e outro de filtragem. O primeiro realiza uma estimativa dos próximos estados a partir de um modelo matemático do motor e dos estados estimados anteriormente. As saídas obtidas por este modelo são então comparadas no segundo estágio com as grandezas medidas no motor, no caso a tensão e corrente de estator, e o erro é ponderado através de um ganho K e realimentado de modo a corrigir a próxima estimativa de estados. Logo, pode-se perceber que o EKF é um observador de estados recursivo.

A quarta estratégia é baseada em métodos que utilizam a variação de indutância de estator para estimar a posição do motor. Basicamente, esta estratégia pode ser subdividida em métodos que utilizam os efeitos de saturação e métodos que utilizam os efeitos de saliência geométrica para este propósito. Os métodos por efeitos de saturação baseiam-se na variação da indutância das fases do motor devido ao efeito de saturação nos dentes do estator, o qual ocorre mesmo em máquinas com imãs permanentes na superfície do rotor. Sendo assim, a indutância de estator no eixo direto fica menor que a no eixo em quadratura, mas ambas variam em função da posição rotórica. Utilizando técnicas para determinar estas indutâncias através de medidas de tensão e correntes de estator, pode-se então estimar a posição do rotor. Os métodos que utilizam os efeitos de saliência geométrica podem utilizar o mesmo princípio para máquinas com imãs permanentes no interior do

rotor. Estas máquinas têm um comportamento similar às máquinas de pólos salientes e, portanto, também apresentam variação da indutância de estator em função da posição rotórica. Existem também outros métodos capazes de extrair a posição do rotor a partir dos efeitos de saliência geométrica, contudo, não é objetivo deste trabalho abordar todos estes métodos uma vez que não será utilizado um motor com imã permanente no interior do rotor para esta aplicação. Maiores detalhes sobre estes métodos podem ser obtidos em Vas (1998).

O quinto e último tipo de estratégia *sensorless* para motores BLDC são métodos que utilizam estimadores baseados em técnicas de inteligência artificial como redes neurais, lógica *fuzzy*, ou ainda, de combinações entre elas como a *fuzzy-neural*. As técnicas que empregam redes neurais são capazes de estabelecer relações entre as tensões e correntes de estator e a posição rotórica de modo a obter uma resposta próxima à resposta de funções não lineares que descrevem o motor. Desta forma, diferentemente da maioria dos métodos, não é requerido um modelo matemático da máquina para a determinação da posição do rotor. Assim, se uma rede neural multicamadas for bem treinada através de um processo tipo *back-propagation* é possível estimar a posição rotórica tendo como entrada as tensões e correntes da máquina. Por sua vez, os métodos que utilizam lógica *fuzzy* também podem ser destinados a este propósito, dado que a partir de relações entre as tensões e correntes de estator e a posição rotórica pode-se implementar um sistema tipo Mamdani ou Sugeno a fim de se estimar a posição do rotor.

3.2 Tipos de estratégias de partida

Os motores BLDC com controle *sensorless* requerem uma estratégia especial de partida considerando que não se conhece, a princípio, a posição inicial do rotor. Desta forma, para que se promova um torque de partida capaz de colocar o rotor em movimento, há necessidade de que a seqüência de acionamento das fases seja feita de maneira coerente com a orientação de campo do rotor. Como a maioria dos métodos *sensorless* descritos no subitem 3.1 não conseguem estimar a posição do rotor quando este estiver parado ou em velocidades muito baixas, uma estratégia de partida é requerida. Tal estratégia deve ser capaz de levar o rotor desde a condição de repouso até níveis de velocidade onde a posição rotórica seja detectável pela estratégia *sensorless*. Algumas destas estratégias de partida são descritas por Johnson, Ehsani e Güzelgünler (1999) e serão apresentadas a seguir.

A primeira estratégia é a partida em malha aberta que consiste em elevar gradativamente a velocidade e a magnitude do campo girante de estator de modo a atrair o campo do rotor fazendo com que este entre em sincronismo. A posição inicial do rotor pode ser imposta alimentando previamente duas ou três fases do motor com um nível de tensão constante. Isto promove o alinhamento do rotor devido ao campo magnético estacionário presente no estator.

A segunda estratégia de partida emprega técnicas de sondagem da máquina capazes de determinar a posição rotórica através de efeitos de saliência do motor. Assim, aplicando-se pulsos de tensão aos terminais da máquina e monitorando-se as correntes resultantes pode-se determinar a posição inicial do rotor.

A terceira estratégia utiliza filtros de Kalman, os quais normalmente não conseguem determinar a posição inicial do rotor na condição de repouso. No entanto, esta posição pode ser obtida se for injetada uma corrente no eixo direto do motor.

A quarta e última estratégia é aplicável somente a motores com imãs permanentes no interior do rotor. Como visto no subitem 3.1, este tipo de máquina apresenta variações de indutância dependentes da posição rotórica, logo, através de relações entre as tensões e correntes de estator é possível determinar a posição do rotor mesmo quando este estiver na condição de repouso.

3.3 Definição das estratégias mais adequadas

A aplicação dos motores BLDC em compressores herméticos tem como principal objetivo a redução no consumo de energia aliado a um baixo custo de implementação. Desta forma, características como precisão no controle de velocidade e posição, baixa ondulação de torque, elevada velocidade de resposta, capacidade de operação em baixas velocidades, etc., são menos importantes para este tipo de aplicação.

No subitem 3.1 pôde-se perceber que existe uma grande diversidade de estratégias *sensorless* para os motores *brushless* de imã permanente no rotor. Dentre estas estratégias, algumas apresentam uma maior complexidade em função de seu maior desempenho principalmente quanto à precisão, flutuações de torque e velocidade de resposta. Sendo assim, estratégias que utilizam observadores de estado, transformações de coordenadas, cálculos de fluxos e indutâncias, sistemas inteligentes, etc., requerem um maior esforço computacional necessitando, portanto, de processadores de alto desempenho

como DSP's. Estes processadores possuem custo elevado o que dificulta sua utilização para este tipo de aplicação. Por outro lado, as estratégias baseadas na leitura da força contra-eletromotriz induzida são as mais simples de serem implementadas na prática e são especialmente indicadas para motores BLDC com fluxo de entreferro trapezoidal. Como foi visto no subitem 3.1, o método mais simples é o que utiliza a leitura direta da força contra-eletromotriz induzida da fase não alimentada determinando seus cruzamentos pelo zero. Este tipo de estratégia pode ser implementada num microcontrolador cujo custo é bastante inferior ao das DSP's.

A estratégia de partida, de maneira análoga à anterior, deve ser a mais simples possível a fim de viabilizar a utilização de um microcontrolador. Portanto, a partida em malha aberta com alinhamento prévio do rotor por excitação das fases do estator é a estratégia de partida mais indicada para esta aplicação.

Uma vez definidas as estratégias de partida e de controle *sensorless*, estas serão apresentadas em detalhes nos subitens 3.4 e 3.5 a seguir.

3.4 Estratégia de controle sensorless proposta

A estratégia de leitura direta da força contra-eletromotriz induzida, apesar de sua simplicidade, apresenta alguns problemas em sua configuração clássica principalmente devido à indisponibilidade de acesso ao terminal central dos enrolamentos do estator quando estes estão ligados em Y. Este terminal central, conhecido como ponto neutro, é normalmente requerido uma vez que a força contra-eletromotriz induzida está a ele referida. Este problema é parcialmente contornado através de uma rede de resistores interconectados

em Y cujas extremidades são ligadas às fases do motor. Desta forma, o ponto de união entre os resistores da rede exerce a função de um neutro virtual o qual pode servir como nível de referência para obtenção da fcem da fase não alimentada. No entanto, segundo Shao (2003), o potencial desse ponto neutro não é constante o que causa uma elevada tensão de modo comum além de ser acompanhada de componentes de alta freqüência devido ao chaveamento das fases. Logo, atenuadores de tensão e filtros passa-baixas são requeridos para promover o condicionamento de sinais necessário à aquisição da fcem. Estes divisores de tensão reduzem a sensibilidade do sinal principalmente em velocidades mais baixas onde o valor da fcem é menor. A filtragem do sinal também adiciona atrasos dependentes da velocidade do motor requerendo deste modo o emprego de compensadores de atraso de fase para minimizar estes efeitos. Portanto, esta técnica tradicional de leitura direta da fcem não é capaz de promover um controle ótimo, conforme Vas (1998), além de possuir uma estreita faixa de variação de velocidade, conforme Shao (2003).

Uma outra abordagem deste método, a qual não requer a tensão do ponto neutro para a obtenção da fcem, é apresentada por Shao (2003). Neste método, a fcem é obtida em relação à referência de tensão do barramento CC e não mais em relação ao neutro virtual.

Nesta estratégia, a fcem pode ser obtida de três modos diferentes dependendo da estratégia de acionamento adotada. Assim, se somente os dispositivos de potência superiores da ponte inversora forem chaveados, o esquema de condução de correntes fica como mostrado na Figura 3.1, na qual o par Q1 / Q6 são os elementos selecionados e Q1 está instantaneamente desligado devido ao chaveamento.

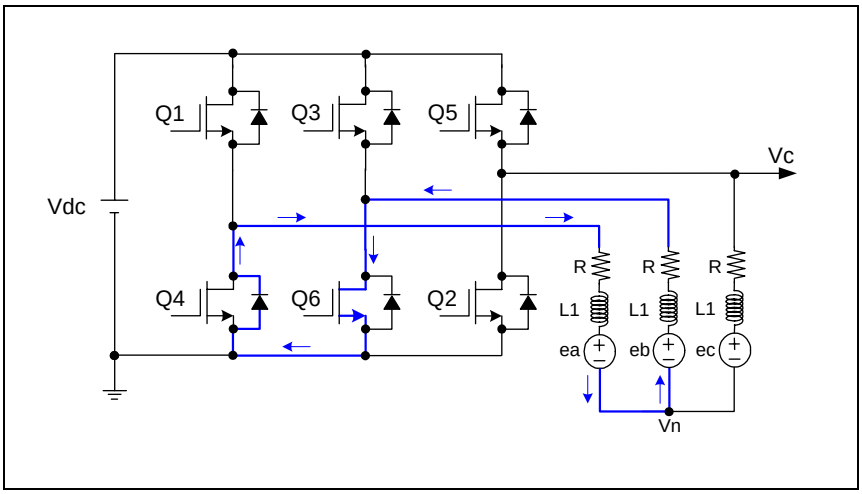

Figura 3.1 - Esquema de condução de correntes com chaveamento em Q1

Pela Figura 3.1, pode-se perceber que após o desligamento de Q1 devido ao chaveamento, a corrente passa a fluir pelo diodo de roda livre de Q4, assim, a fcem da fase não alimentada “C” pode ser obtida diretamente pela leitura de “Vc” enquanto Q1 permanecer desligado, conforme mostrado pelo equacionamento a seguir.

Equacionando a malha representada em azul na Figura 3.1 obtém-se as equações (3.1) e (3.2) nas quais foram desprezadas as quedas de tensão nos semicondutores.

$$V_n = -R.i - L_1 \frac{di}{dt} - e_a \tag{3.1}$$

$$V_n = R.i + L_1 \frac{di}{dt} - e_b \tag{3.2}$$

Somando-se as equações (3.1) e (3.2) obtém-se a equação (3.3).

$$V_n = -\frac{e_a + e_b}{2} \tag{3.3}$$

O terceiro harmônico das fcem é obtido pela soma das fcem das fases conforme mostrado pela equação (3.4).

$$e_3 = e_a + e_b + e_c \tag{3.4}$$

Substituindo a equação (3.4) em (3.3) obtém-se a equação (3.5).

$$V_n = \frac{e_c}{2} - \frac{e_3}{2} \tag{3.5}$$

Como não há corrente fluindo pela fase C do motor, não há queda de tensão resistiva e indutiva neste braço da ponte, como mostrado pela equação (3.6).

$$V_c = e_c + V_n \tag{3.6}$$

Substituindo a equação (3.5) na (3.6) obtém-se finalmente a equação (3.7).

$$V_c = \frac{3}{2} e_c - \frac{e_3}{2} \tag{3.7}$$

Pela equação (3.7) pode-se perceber que é possível determinar o cruzamento pelo zero da fcem da fase C pela leitura direta da tensão no terminal não alimentado da máquina uma vez que os cruzamentos do terceiro harmônico pelo zero coincidem com os cruzamentos pelo zero das fcem de cada fase. Esta análise somente é válida enquanto a chave da porção superior da ponte inversora estiver desligada e pode também ser obtida de maneira análoga para as demais fases do motor. Outra observação importante é que nesta topologia os cruzamentos pelo zero são obtidos sem a utilização do nível de tensão do ponto neutro o que elimina a necessidade de filtros, compensadores, etc.

No entanto, como visto no subitem 2.2.5, a estratégia de acionamento adotada promove o chaveamento de todos os elementos da ponte inversora, deste modo, uma outra análise considerando o chaveamento das chaves inferiores da ponte também é requerida. Esta análise pode ser feita de maneira análoga a anterior considerando que o par Q1 / Q6 esteja em operação e que Q6 esteja desligado devido ao chaveamento. Logo, o esquema de condução de correntes fica como mostrado na Figura 3.2 a seguir.

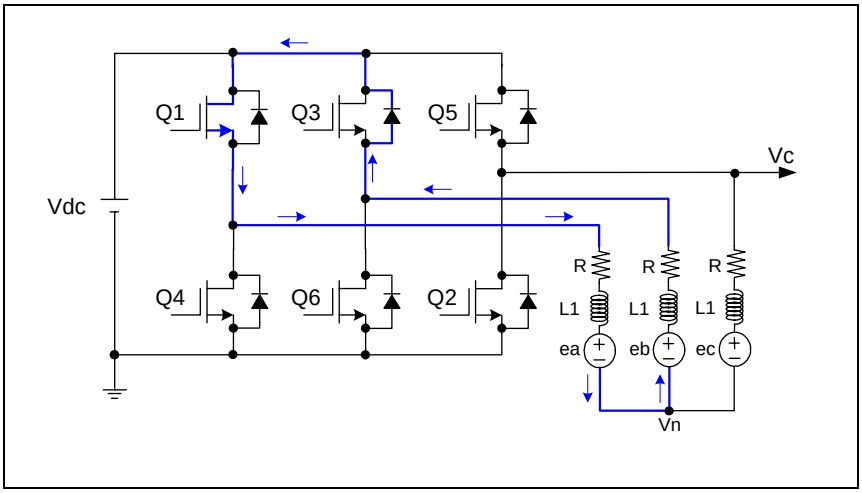

Figura 3.2 - Esquema de condução de correntes com chaveamento em Q6

Pela Figura 3.2, pode-se perceber que após o desligamento de Q6 devido ao chaveamento, a corrente passa a fluir pelo diodo de roda livre de Q3, assim, a fcem da fase não alimentada “C” pode ser obtida diretamente pela leitura de “Vc” enquanto Q6 permanecer desligado. Equacionando a malha representada em azul na Figura 3.2 obtém-se as equações (3.8) e (3.9) nas quais também foram desprezadas as quedas de tensão nos semicondutores.

$$V_n = V_{dc} - R.i - L_1 \frac{di}{dt} - e_a \tag{3.8}$$

$$V_n = V_{dc} + R.i + L_1 \frac{di}{dt} - e_b \tag{3.9}$$

Somando-se as equações (3.8) e (3.9) obtém-se a equação (3.10).

$$V_n = V_{dc} - \frac{e_a + e_b}{2} \tag{3.10}$$

Substituindo-se a equação (3.4) em (3.10) obtém-se a equação (3.11).

$$V_n = V_{dc} + \frac{ec}{2} - \frac{e_3}{2} \tag{3.11}$$

Substituindo a equação (3.11) na equação (3.6) obtém-se a equação (3.12).

$$Vc = \frac{3}{2} e_c - \frac{e_3}{2} + V_{dc} \tag{3.12}$$

Como pode ser observado, a equação (3.12) é idêntica a (3.7) exceto pelo nível de tensão V_{dc}. No entanto, este nível de tensão inviabiliza a detecção dos cruzamentos da fcem pelo zero a menos que a referência de tensão seja colocada em V_{dc}. Porém, uma mudança na referência de tensão para V_{dc} causaria o mesmo problema quando os elementos superiores da ponte inversora fossem chaveados. A solução para este impasse é a leitura da fcem quando ambas as chaves estiverem ligadas como mostrado a seguir.

Considerando que o par Q1 / Q6 esteja ligado, o esquema de condução de correntes fica como mostrado na Figura 3.3.

Equacionando a malha representada em azul na Figura 3.3 obtém-se as equações (3.13) e (3.14), também desprezando as quedas de tensão nos semicondutores.

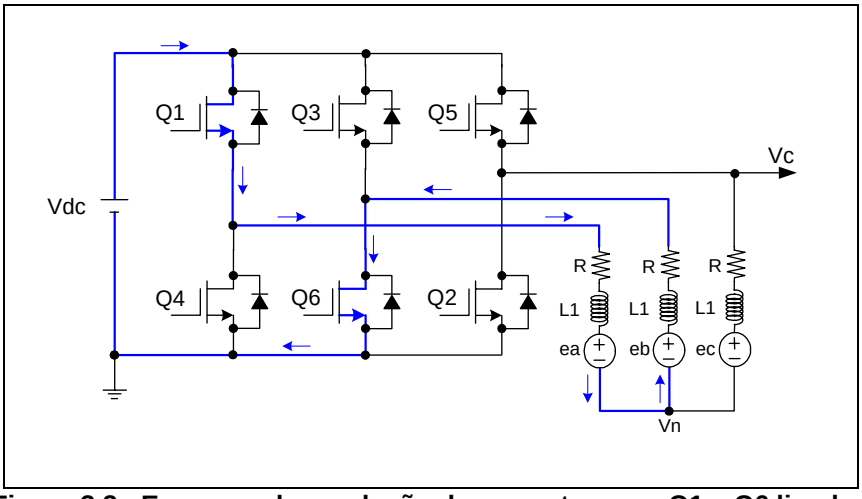

Figura 3.3 - Esquema de condução de correntes com Q1 e Q6 ligados

$$V_n = V_{dc} - R.i - L_1 \frac{di}{dt} - e_a \tag{3.13}$$

$$V_n = R.i + L_1 \frac{di}{dt} - e_b \tag{3.14}$$

Somando-se as equações (3.13) e (3.14) obtém-se a equação (3.15).

$$V_n = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} \tag{3.15}$$

Substituindo-se a equação (3.4) em (3.15) obtém-se a equação (3.16).

$$V_n = \frac{e_c}{2} - \frac{e_3}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \tag{3.16}$$

Substituindo a equação (3.16) na equação (3.6) obtém-se a equação (3.17).

$$V_c = \frac{3}{2} e_c - \frac{e_3}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \tag{3.17}$$

Pela equação (3.17) pode-se perceber que os cruzamentos da fcem pelo zero podem ser obtidos se a referência de tensão for deslocada para um potencial igual à metade da tensão do barramento CC. Como mencionado anteriormente, os cruzamentos pelo zero do terceiro harmônico da fcem coincidem com os cruzamentos das fcem pelo zero, logo, o terceiro harmônico não influenciará na detecção destes cruzamentos. Este método é aplicável somente enquanto duas chaves da ponte estiverem ligadas e pode ser realizado da mesma forma para as demais combinações de chaves da ponte inversora.

Portanto, esta última estratégia de controle *sensorless* foi a que mais se mostrou adequada aos requisitos desta aplicação devido principalmente a sua simplicidade, imunidade a ruídos de chaveamento, considerável faixa de variação de velocidades, adequação ao sistema de acionamento proposto, baixo custo de implementação, além de ser desnecessária a disponibilidade ao terminal neutro do motor.

Resumidamente, este sistema deve monitorar a tensão da fase não alimentada do motor em relação ao potencial médio do barramento CC e determinar os instantes de cruzamento deste valor de tensão pelo zero sempre que dois elementos da ponte inversora estiverem ligados. Uma vez obtidos estes instantes de cruzamento, a comutação da ponte deverá acontecer 30º elétricos após cada cruzamento a fim de garantir que a corrente aplicada esteja em fase com a região plana da fcem como mostrado na Figura 3.4. Isto garante a produção de torque no eixo da máquina como mostrado pela equação (2.9). Na Figura 3.4 está representada somente as formas de ondas ideais de

corrente e fcem, as quais geram um perfil de torque liso para máquina, no entanto, na prática, deformações nestas formas de onda acarretam flutuações de torque mesmo com um perfeito casamento entre as fcem e as correntes das fases.

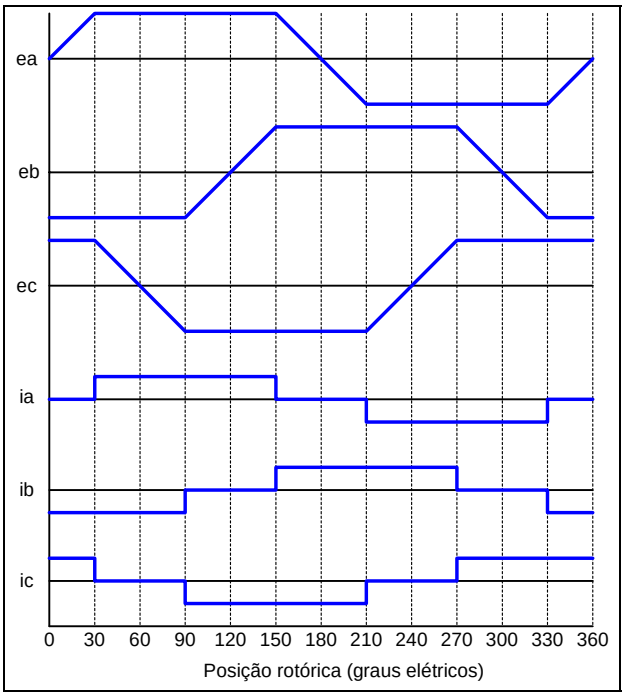

Figura 3.4 - Formas de onda da fcem e das correntes de fase

Cada cruzamento da fcem pelo zero ocorre a cada 60º elétricos, desta forma, conhecendo-se estes instantes de cruzamento pode-se estimar a velocidade e a posição rotórica. De posse destes valores estimados pode-se calcular os instantes de comutação da ponte inversora além de possibilitar uma realimentação para o controlador de velocidade do sistema. Este controlador é do tipo proporcional-integral o qual fornece uma referência de torque e, consequentemente, de corrente para o controlador de corrente por histerese. Este último, por sua vez, gera a seqüência de acionamento para as chaves da ponte inversora a partir das correntes medidas nas fases do motor e das informações de posição rotórica estimadas através da estratégia *sensorless*.

Os detalhes deste sistema de controle serão melhor apresentados no Capítulo 4.

3.5 Estratégia de partida proposta

A estratégia de partida em malha aberta com alinhamento do rotor por excitação das fases do estator é composta por duas etapas. A primeira consiste em excitar as três fases do motor com um nível constante e controlado de corrente por um intervalo suficiente de tempo de modo que ocorra o alinhamento do campo de rotor com o de estator. Atingida tal condição, a posição inicial do rotor passa ser conhecida. A segunda etapa consiste em fornecer um valor de corrente de referência constante para o motor, porém com um perfil linear de elevação de velocidade de modo que a aceleração angular seja constante. A seqüência de chaveamento das chaves da ponte inversora deve ser coerente com a posição inicial obtida na primeira etapa. Como a corrente é constante, o torque que acelera a máquina fica praticamente constante, logo, é possível estimar qual deve ser o valor da aceleração angular e conseqüentemente da velocidade de referência fornecida ao sistema. Este sistema deve ficar em operação durante um tempo suficiente para que a estratégia *sensorless* detecte os cruzamentos da fcem pelo zero. Tão logo isto ocorra, deve-se passar a operar em malha fechada.

Esta estratégia é aplicável somente se o torque de carga não variar muito durante a partida. Isto se mostra adequado à aplicação em compressores herméticos uma vez que a carga oferecida ao motor é função das pressões do sistema de refrigeração, as quais demandam certo tempo até atingirem valores expressivos.

As estratégias de partida e de controle *sensorless* propostas serão alvo de simulações computacionais que serão desenvolvidas no Capítulo 4, cujos resultados serão apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 4

Simulação do Sistema Proposto

O sistema proposto foi simulado pelo software Matlab® em ambiente Simulink® utilizando de ferramentas do *Power System Blockset* (PSB). Para isto foi necessária a definição das estratégias de controle e acionamento apresentadas no Capítulo 2 e no Capítulo 3. Estas estratégias são reunidas e organizadas neste capítulo a fim de constituir um sistema de controle completo.

O primeiro passo para a realização desta simulação é a elaboração de um modelo do motor BLDC com perfil de fcem induzida trapezoidal. Este modelo não é disponível até a versão 7.0.4 do Matlab, logo tornou-se necessária sua implementação conforme mostrado a seguir. Por meio do equacionamento apresentado no subitem 2.1, pode-se construir um modelo para o motor BLDC em ambiente Simulink utilizando-se de funções do PSB para solucionar a equação (2.5) pelo cálculo das correntes das fases a partir das tensões aplicadas, das fcem induzidas e dos parâmetros da máquina. Por meio destas correntes de fase e do torque de carga pode-se calcular as demais variáveis do motor através de uma função conhecida como *Simulink-Function* ou *S-Function* na qual é possível executar uma rotina na linguagem do Matlab dentro do Simulink. Nesta *S-Function*, as equações mecânicas do motor (2.10) e (2.11) são colocadas na forma de variáveis de estado e resolvidas de modo a encontrar a velocidade e a posição rotórica. Com

a posição e a velocidade do rotor encontram-se as fcem induzidas através das equações de (2.6) a (2.8). As funções de forma das fcem são obtidas por interpolação linear de valores presentes em uma tabela contendo a posição rotórica em função do valor normalizado destas funções. Este procedimento tem a vantagem de simular precisamente as fcem induzidas no motor. Uma vez definido os valores destas funções calcula-se então o torque eletromagnético gerado através da equação (2.9). Nesta função também pode ser incorporado o cálculo de forças de atrito estático e dinâmico a fim de aumentar o grau de detalhamento do modelo. O diagrama Simulink do modelo deste motor pode ser visto na Figura 4.1.

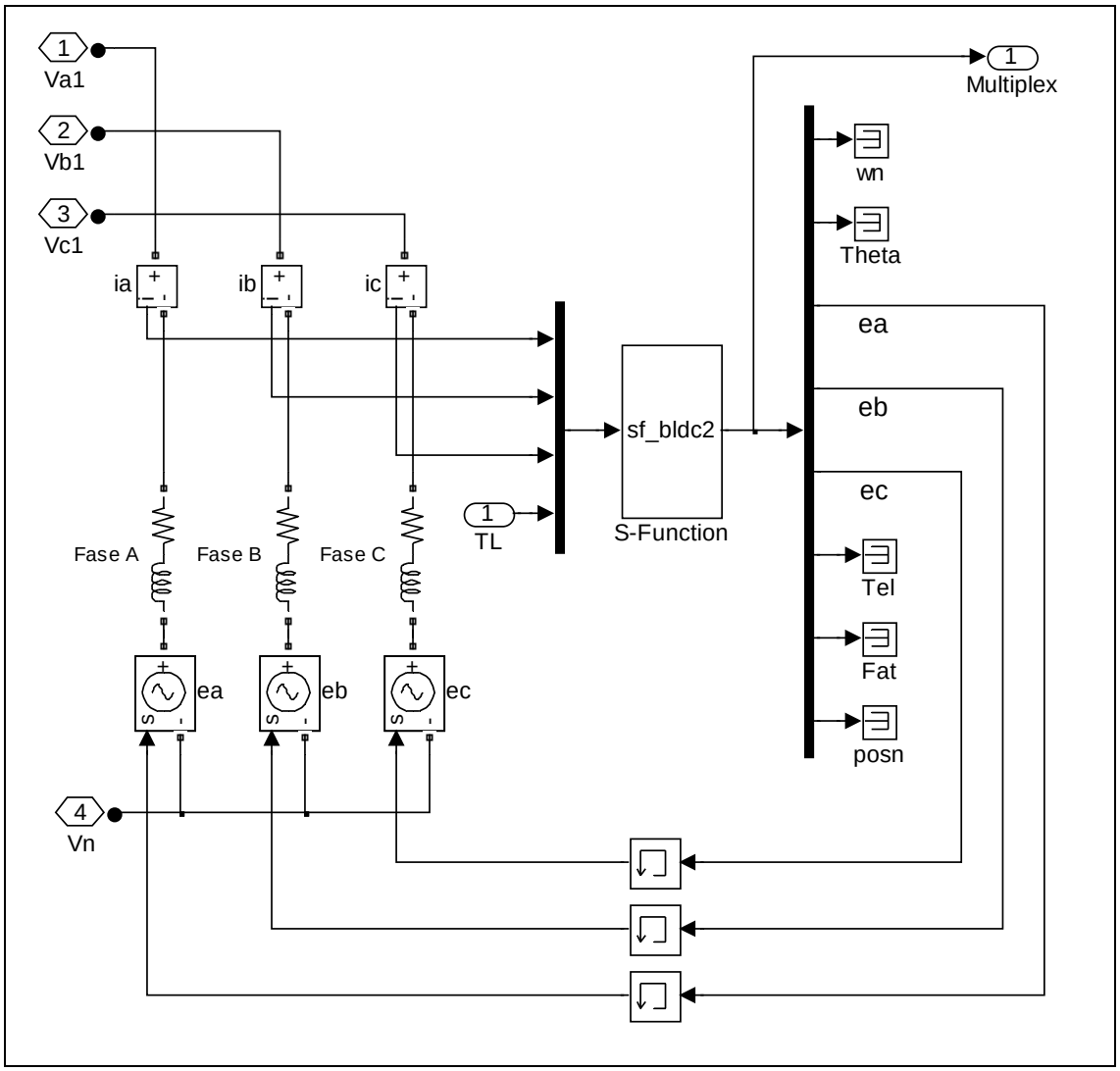

Figura 4.1 - Modelo Simulink do motor BLDC

Como pode ser observado na Figura 4.1, as correntes de fase são obtidas utilizando um modelo análogo ao mostrado na Figura 2.2 e disponibilizadas à *S-Function* através de medidores de corrente juntamente com o torque de carga. Na saída da *S-Function* encontra-se a velocidade e posição mecânica do rotor, representadas respectivamente como "*wn*" e "*Theta*" na Figura 4.1. Os próximos três sinais vistos de cima para baixo são as fcem induzidas que comandam as fontes de tensão controlada de cada uma das fases do motor. Os blocos de memória colocados em série com estes sinais têm a função de eliminar um *loop* algébrico atribuindo valores iniciais para as fcem no cálculo das correntes de fase. Os três últimos sinais da *S-Function* são respectivamente o torque eletromagnético gerado pela máquina, a força de atrito e a posição rotórica normalizada (elétrica).

Desta forma, todos os componentes da Figura 4.1 são então agrupados em um subsistema de modo a constituir o modelo completo do motor BLDC.

Obtido o modelo do motor, a próxima etapa é elaborar um sistema realimentado de controle de velocidade conforme proposto nos objetivos deste trabalho. O diagrama de blocos deste sistema de controle pode ser visto na Figura 4.2 a seguir.

Na Figura 4.2 pode-se identificar duas realimentações presentes neste sistema. A realimentação mais interna tem a função de controle de corrente e é realizada pelo controlador de histerese. As entradas deste controlador são a corrente de referência, a posição rotórica estimada e as correntes de fase. A partir destas grandezas este controlador fornece os seis pulsos de comando para a ponte inversora anteriormente apresentada no subitem 2.2.2. A realimentação mais externa realiza o controle de velocidade a partir da velocidade estimada e de referência. O erro entre estas últimas é fornecido a um controlador tipo proporcional-

integral (PI) que anula este erro impondo um torque de referência. Dividido-se este torque por "K_t" obtém-se a corrente de referência que é fornecida ao controlador de histerese.

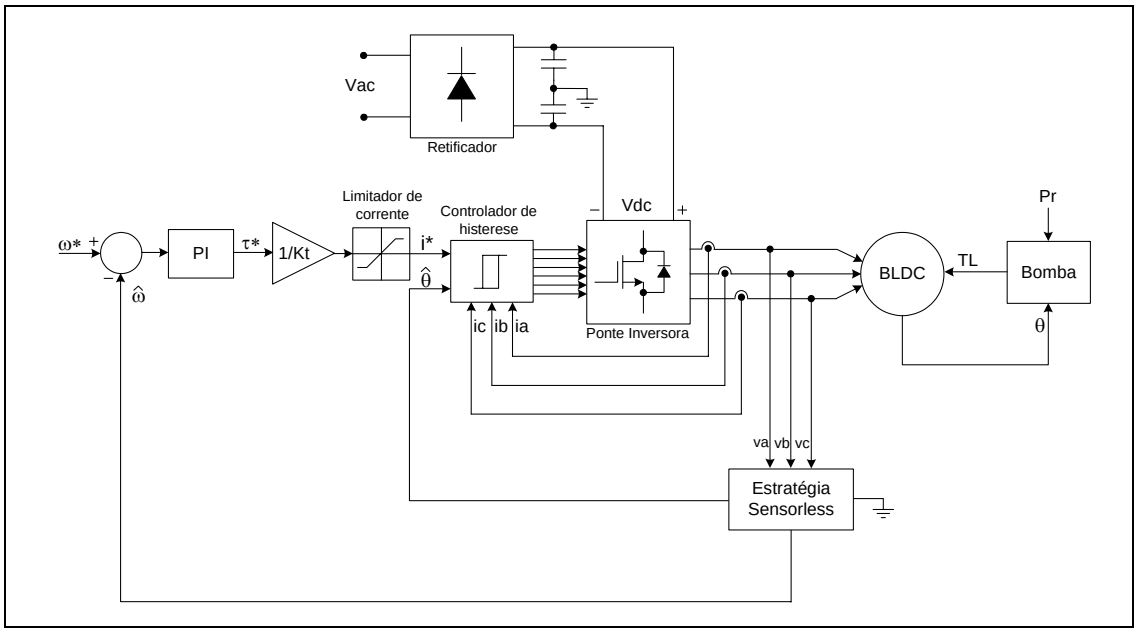

Figura 4.2 - Diagrama de blocos do controlador de velocidade

As tensões nos terminais do motor em relação à tensão média do barramento CC são fornecidas à estratégia *sensorless* que promove a detecção dos cruzamentos pelo zero, conforme foi visto no Capítulo 3, estimando deste modo a posição e a velocidade rotórica. O bloco retificador é responsável por fornecer tensão retificada aos capacitores de filtro que transformam em CC o nível de tensão do barramento. O ponto comum entre os dois capacitores pode ser utilizado como referência de tensão à estratégia *sensorless* uma vez que este apresenta potencial aproximadamente igual à metade do potencial do barramento CC. Por fim, a carga oferecida ao motor tem um perfil dependente da pressão de desequilíbrio do sistema e da posição rotórica já que nos intervalos de compressão o torque é mais elevado.

No entanto, o diagrama de blocos da Figura 4.2, apesar de correto, representa um sistema de controle analógico que na prática deve ser implementado

de maneira digital totalmente integrado ao microcontrolador como discutido no Capítulo 3. Desta forma, além da estratégia *sensorless*, deve-se incorporar ao microcontrolador o bloco de cálculo de erro de velocidade, o controlador PI, o ganho "$1/K_t$" e o controlador de histerese. Deste modo, as entradas do microcontrolador seriam as tensões e correntes de fase após uma etapa de condicionamento e digitalização de sinais e a informação de velocidade de referência. As saídas essenciais seriam tão somente os pulsos de comando para a ponte inversora, mas também seria possível fornecer a posição e velocidade estimada do rotor além de outros sinais internos de controle. A leitura das correntes de fase poderia ser feita através de sensores do tipo Hall ligados em série entre a saída da ponte inversora e os terminais da máquina. As tensões poderiam ser lidas diretamente em relação à referência indicada na Figura 4.2. A etapa de condicionamento de sinais se inicia limitando os valores extremos de tensão e corrente. A corrente também deve ser limitada uma vez que foi convertida em um nível de tensão pelo sensor Hall. Quanto à tensão da fase não alimentada não há problemas no ceifamento de seus extremos, pois somente os instantes de cruzamento pelo zero são alvos de interesse desta estratégia. O diagrama Simulink que representa este sistema de controle na forma digital está mostrado na Figura 4.3.

Na Figura 4.3, as leituras das correntes e tensões foram feitas por sensores de que convertem os sinais do PSB em variáveis do simulink. O ceifamento destes valores foi realizado com saturadores limitados em ±10 V, no entanto, na prática, este dispositivo pode ser implementado através de diodos como mostrado na Figura 4.4. Dependendo do valor das impedâncias de entrada e saída torna-se necessário empregar circuitos grampeadores ativos que utilizam amplificadores operacionais ao invés de elementos passivos como na Figura 4.4.

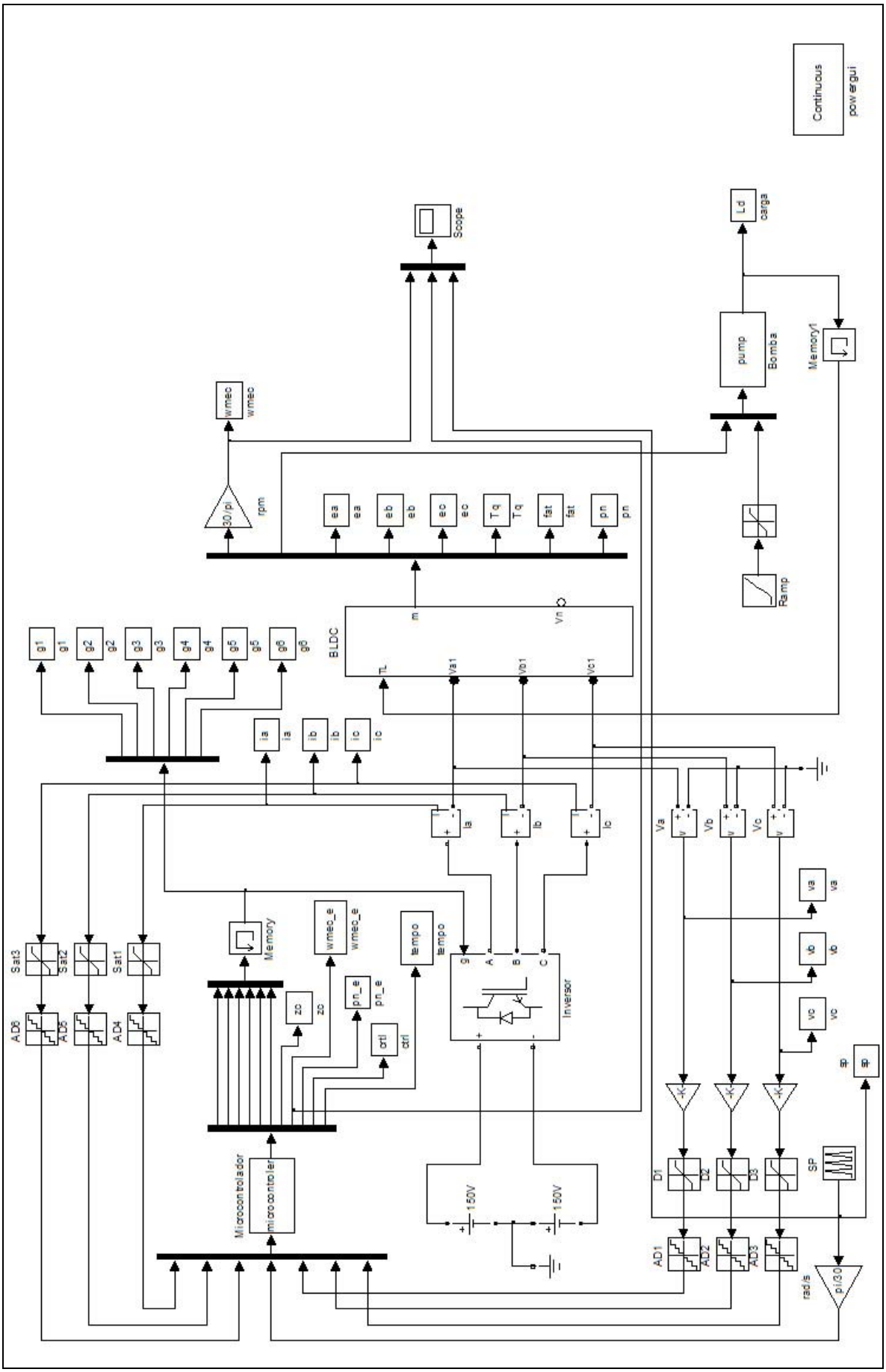

Figura 4.3 - Diagrama simulink do sistema completo

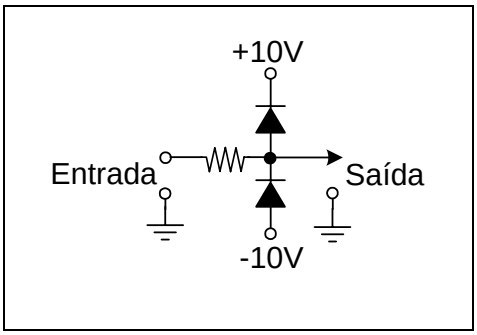

Figura 4.4 - Circuito ceifador

Uma vez promovida a limitação dos sinais de entrada, a próxima etapa é a digitalização que é feita por conversores A/D os quais foram representados no diagrama da Figura 4.3 como quantizadores de 12 bits com abertura de escala de ±10 V.

No diagrama da Figura 4.3, o microcontrolador foi implementado numa *S-Function* onde estão inseridos os controladores de velocidade e de corrente, além da estratégia *sensorless* e de partida. A execução destas tarefas é feita com freqüência de amostragem de 20 kHz com *holder* de ordem zero, exceto para o controlador de velocidade que é executado com freqüência de amostragem de 1 kHz. Inicialmente é realizada a inicialização das variáveis onde são atribuídos os seus valores iniciais. Em seguida é feita a aquisição dos sinais de entrada os quais correspondem as três correntes de fase, as três tensões de estator e a referência de velocidade. Concluída a aquisição, uma estrutura condicional decide se é necessária a atualização do valor do torque de referência obtido pelo controlador PI digital. Caso não seja necessário, a estrutura ignora este cálculo, caso contrário, o valor do torque de referência é atualizado pela resposta do controlador. A necessidade ou não de execução desta tarefa é função da diferença entre as freqüências de amostragem mencionadas anteriormente. Os detalhes do dimensionamento deste controlador PI digital serão abordados mais adiante.

Para um melhor entendimento, está mostrado na Figura 4.5 um fluxograma que exemplifica a seqüência de execução das tarefas realizadas pelo microcontrolador.

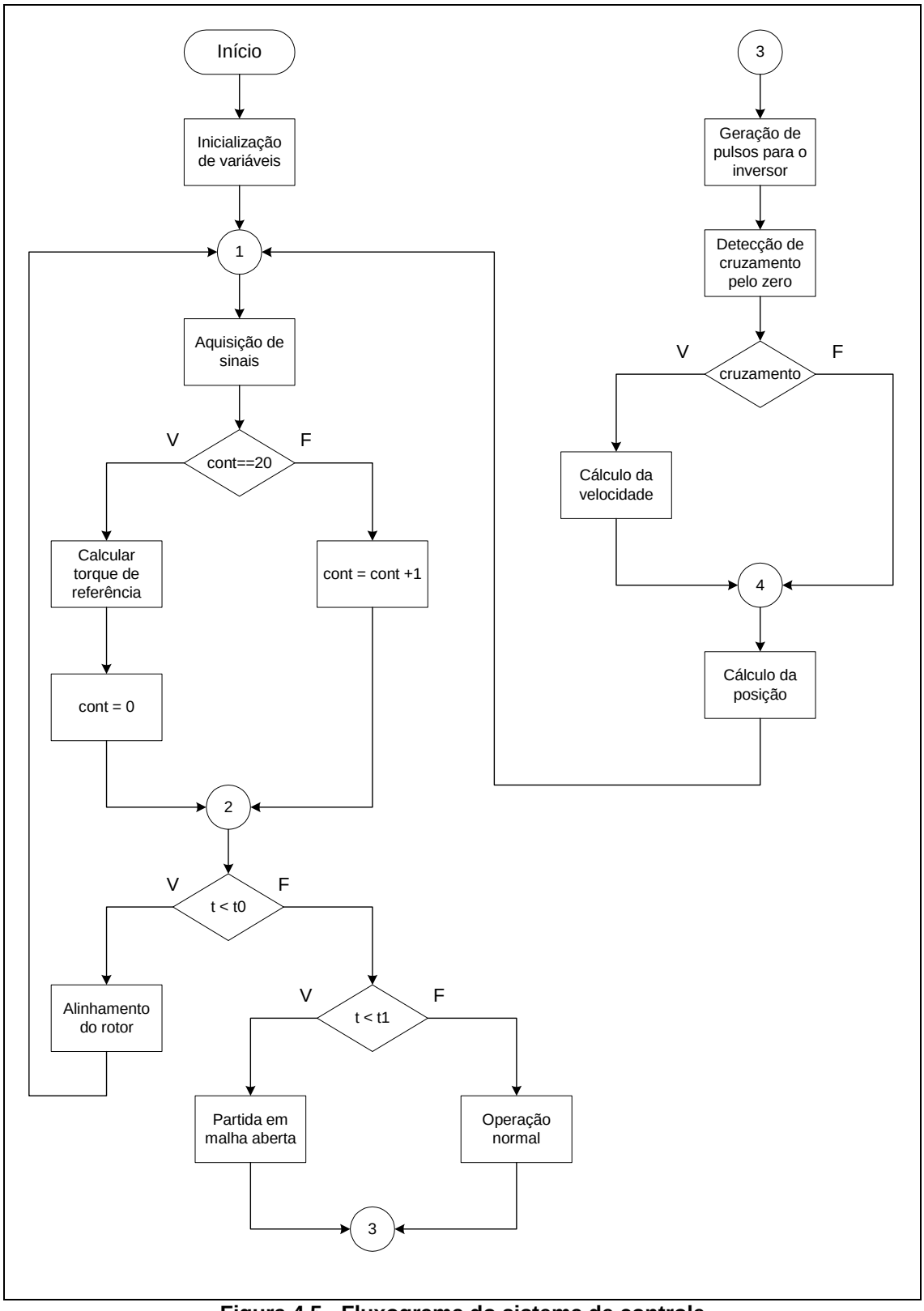

Figura 4.5 - Fluxograma do sistema de controle

A próxima estrutura faz a verificação do tempo de alinhamento do rotor. Deste modo, se o tempo for menor que um valor preestabelecido t_0, o sistema deve aguardar o término do alinhamento. Atingido este tempo, uma terceira estrutura condicional decide entre a partida em malha aberta ou a operação normal. Assim, se o tempo for menor que um valor t_1, o sistema deve operar em malha aberta até que ocorra a partida da máquina e os cruzamentos por zero passem a ser detectáveis. Em operação normal, o sistema passa a operar em malha fechada utilizando os valores estimados de posição e velocidade. No passo seguinte, é feita a geração dos seis pulsos para a ponte inversora pelo controlador de histerese em função da posição rotórica, das correntes obtidas pela aquisição e da corrente de referência proveniente do controlador de velocidade. Os últimos passos referem-se à estratégia *sensorless*. Primeiramente é feita a detecção do cruzamento pelo zero da fase não alimentada. Toda vez que ocorrer um cruzamento pelo zero é recalculada a velocidade rotórica. Quando este não ocorrer, a velocidade rotórica é admitida constante. Uma vez definido o valor de velocidade, é estimada a posição rotórica admitindo que o movimento seja uniforme. Concluído todos estes passos, o processo de repete indefinidamente a partir da aquisição dos sinais de entrada.

Alguns dos processos apresentados acima merecem ser mais bem analisados e serão descritos em maiores detalhes conforme mostrado a seguir.

O cálculo do torque de referência é realizado por um controlador PI digital a partir do erro entre a velocidade estimada e de referência. Deste modo, foi recursivamente dimensionado um controlador PI através de uma outra simulação, também feita no Simulink, a fim de se obter a função transferência do controlador que satisfizesse a dinâmica desejada para o sistema. Esta função de transferência está representada pela equação (4.1).

$$G(s) = \frac{0.15s + 0.3}{s} \tag{4.1}$$

No entanto, é necessário mapear esta função de transferência do plano "*s*" para o plano "*z*" antes de ser implementada no microcontrolador. Isso pode ser facilmente conseguido através do comando *"c2d"* do Matlab considerando um processo amostrado com *holder-zero*. Desta forma, a função de transferência do controlador no plano "*z*", para um intervalo de amostragem de 10^{-3} s, fica como mostrado na equação (4.2).

$$G(z) = \frac{0.15z - 0.1497}{z - 1} \tag{4.2}$$

A equação (4.2) pode ser reescrita como mostrado na equação (4.3).

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0.15z - 0.1497}{z - 1} \tag{4.3}$$

sendo $E(z)$ o erro amostrado e $U(z)$ a ação de controle PI discreta desejada.

A equação (4.3) pode ser também escrita na forma de equação diferença como mostrado em (4.4).

$$u(k) = u(k-1) + 0.15.e(k) - 0.1497.e(k-1) \tag{4.4}$$

Ou seja, a nova referência de torque $u(k)$, pode ser obtida a partir da referência de torque do passo anterior $u(k-1)$, do erro atual $e(k)$ e do erro do passo anterior $e(k-1)$. Dividindo-se esta referência de torque por "K_t" obtém então a referência de corrente para o controlador de histerese.

O próximo processo trata do alinhamento do rotor antes da partida. Durante esta etapa, as três fases do motor estão alimentadas de modo a ocorrer o alinhamento do eixo da máquina em θ_e=π radianos. Isto é feito chaveado-se o elemento Q1 da Figura 2.5 enquanto que os elementos Q2 e Q6 são mantidos constantemente ligados. O controle de corrente é feito por histerese da seguinte forma: se a corrente lida na fase A ultrapassar o limite superior da banda de histerese Q1 é desligado e se a corrente lida na fase A for menor que o limite da banda de histerese Q1 é ligado. Se o valor de corrente na fase A estiver dentro da banda de histerese o estado anterior de Q1 é mantido.

O processo responsável pela partida em malha aberta define uma corrente constante para o controlador de histerese de modo a promover um torque e consequentemente uma aceleração aproximadamente constante no motor. A partir desta aceleração, e da posição rotórica inicial pode-se fornecer ao controlador de histerese uma estimativa da posição rotórica a fim de que os pulsos enviados para a ponte inversora ocorram nos instantes apropriados. Esta estimativa é dada pela equação (4.5) a seguir.

$$\hat{\theta} = \theta_0 + \frac{1}{2}.a.t^2 \tag{4.5}$$

Este valor estimado $\hat{\theta}$ deve ainda ser normalizado para o intervalo entre 0 e 2π radianos antes de ser fornecido ao controlador de histerese.

A operação normal em malha fechada utiliza a corrente de referência proveniente do controlador de velocidade para definir a banda de histerese para o controlador de corrente. A posição rotórica é obtida a partir da estratégia *sensorless* uma vez que já é possível estimar um valor para posição e velocidade do rotor após a partida. Deste modo, o sistema passa a operar completamente em malha fechada.

No processo de geração de pulsos encontra-se o controlador de corrente por histerese, o qual é responsável por gerar os seis pulsos de controle para os elementos de potência da ponte inversora em função da corrente de referência, das correntes de fase e da posição rotórica. Para que a seqüência de pulsos seja executada corretamente, as formas de onda da Figura 3.4 foram subdivididas em seis regiões, conforme proposto por Lee e Ehsani (2003), e estão mostradas na Figura 4.6.

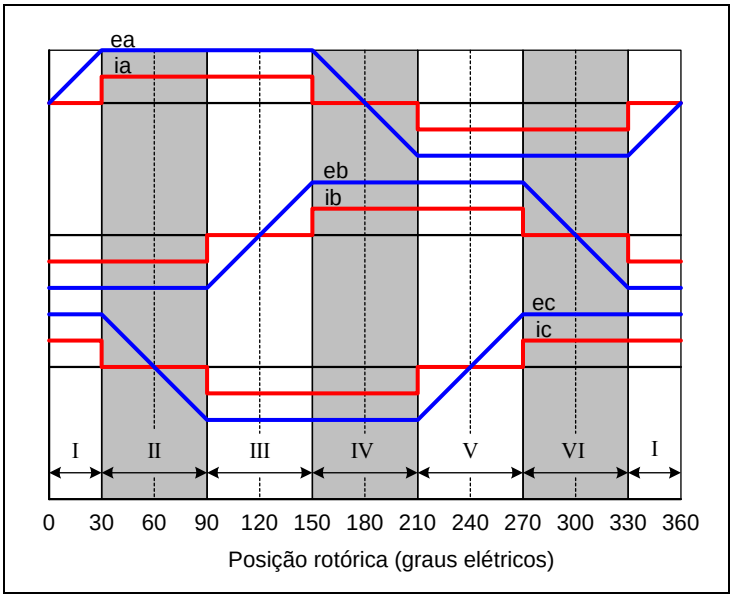

Figura 4.6 - Regiões de operação do controlador de corrente
Fonte: Lee e Ehsani (2003)

Estas regiões de operação têm uma largura de 60º elétricos e apresentam propriedades invariantes dentro destes intervalos, ou seja, a seleção do par de chaves em atividade e da fase onde está sendo lida a corrente de controle não se altera dentro de cada região. Estas definições estão em conformidade com a estratégia de acionamento C 60º Q6 apresentada no Capítulo 2 e podem ser vistas na Tabela 4.1.

Deste modo, uma vez definida a região de operação através da posição rotórica estimada, se a corrente de controle ultrapassar o limite superior da banda de histerese, o elemento chaveado deve ser desligado, da mesma forma, se a corrente

de controle for menor que o limite inferior da banda de histerese, o elemento chaveado deve ser ligado. Caso a corrente de controle esteja dentro dos limites da banda de histerese, o estado anterior do elemento chaveado não deve ser alterado.

Tabela 4.1 - Características de cada região de operação

Região de operação	Elemento ligado	Elemento chaveado	Corrente de controle	Tensão da fase flutuante
I	Q6	Q5	i_c	$-V_a$
II	Q1	Q6	$-i_b$	V_c
III	Q2	Q1	i_a	$-V_b$
IV	Q3	Q2	$-i_c$	V_a
V	Q4	Q3	i_b	$-V_c$
VI	Q5	Q4	$-i_a$	V_b

O próximo processo a ser apresentado é o de detecção dos cruzamentos pelo zero. Este é feito utilizando a tensão da fase flutuante selecionada pelo processo de geração de pulsos conforme mostrado na Tabela 4.1. Desta forma, algumas considerações devem ser feitas a fim de se evitar a detecção incorreta de um cruzamento pelo zero, ou mesmo, de mais de um cruzamento numa mesma região de operação. Como foi visto no Capítulo 3, a detecção deve ser feita quando dois elementos da ponte inversora estiverem ligados, assim a verificação deve ocorrer sempre na borda de descida do sinal da fase flutuante. Se o valor imediatamente posterior à borda de descida for menor ou igual a zero, ocorreu um cruzamento. No entanto, as duas primeiras bordas de descida costumam conter erros, logo devem ser desconsideradas. Outra consideração importante é verificar se já ocorreu alguma detecção dentro de uma mesma região de operação, caso tenha ocorrido, também deve ser desconsiderada. Na Figura 4.7 está exemplificado como é realizada a detecção de um cruzamento pelo zero.

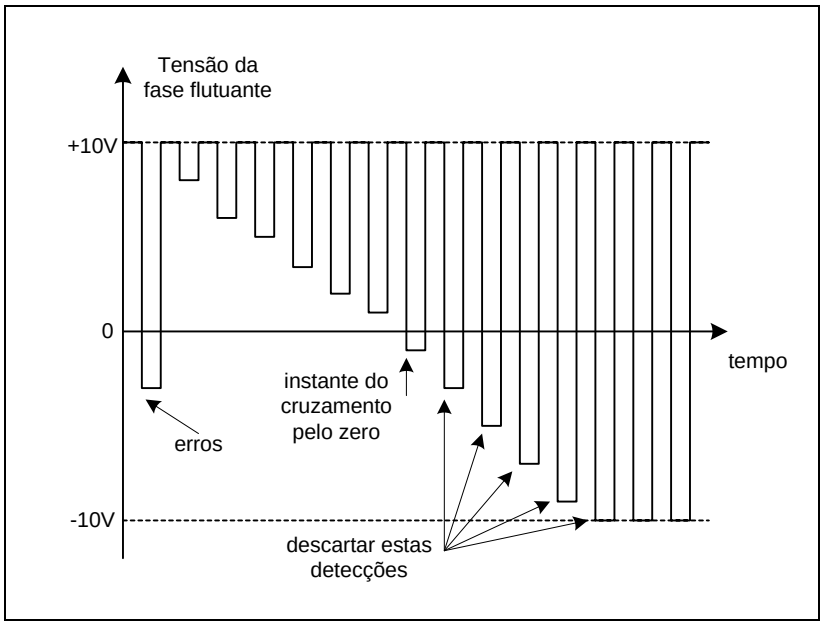

Figura 4.7 - Esquema de detecção do cruzamento pelo zero

A estimação da velocidade rotórica é realizada a cada novo cruzamento pelo zero. Entre um cruzamento e outro, esta é admitida constante. O cálculo da velocidade instantânea é realizado dividindo-se o espaço percorrido entre dois cruzamentos, que é igual a 60º elétricos, pelo intervalo de tempo decorrido entre estes dois cruzamentos. A velocidade média do rotor é calculada dividindo-se o espaço percorrido entre quatro cruzamentos pelo zero, que é de 180º elétricos pelo intervalo de tempo total entre estes quatro cruzamentos.

A estimativa de posição rotórica ocorre a cada ciclo completo de programa e é calculado assumindo movimento uniforme dentro de cada região de operação. Logo, a posição estimada é obtida pela equação (4.6).

$$\hat{\theta} = \theta_0 + \omega.t \tag{4.6}$$

A posição inicial θ_0 é a posição onde ocorreu o cruzamento pelo zero, a velocidade ω é a velocidade instantânea calculada anteriormente e t é o tempo decorrido desde o último cruzamento pelo zero. Este valor estimado deve ainda ser normalizado para o intervalo entre 0 e 2π radianos.

Retornando ao diagrama da Figura 4.3 pode-se perceber o emprego de alguns blocos de memória, estes são responsáveis por atribuir valores iniciais às variáveis envolvidas no cálculo das correntes de fase. Isto evita a ocorrência de *loops* algébricos que elevam drasticamente o tempo de simulação.

Os blocos de eletrônica de potência do Simulink / PSB presentes no diagrama da Figura 4.3, como a ponte inversora, por exemplo, facilitam muito a construção do modelo do sistema além de possibilitarem uma simulação mais realística dado que existe uma modelagem específica para os elementos de potência da ponte, neste caso, os IGBT's.

Por fim, o último bloco é o que modela a bomba do compressor. Este faz uso de uma curva de torque típica de um compressor obtida por Rasmussen e Ritchie (1997). Esta curva está representada na Figura 4.8.

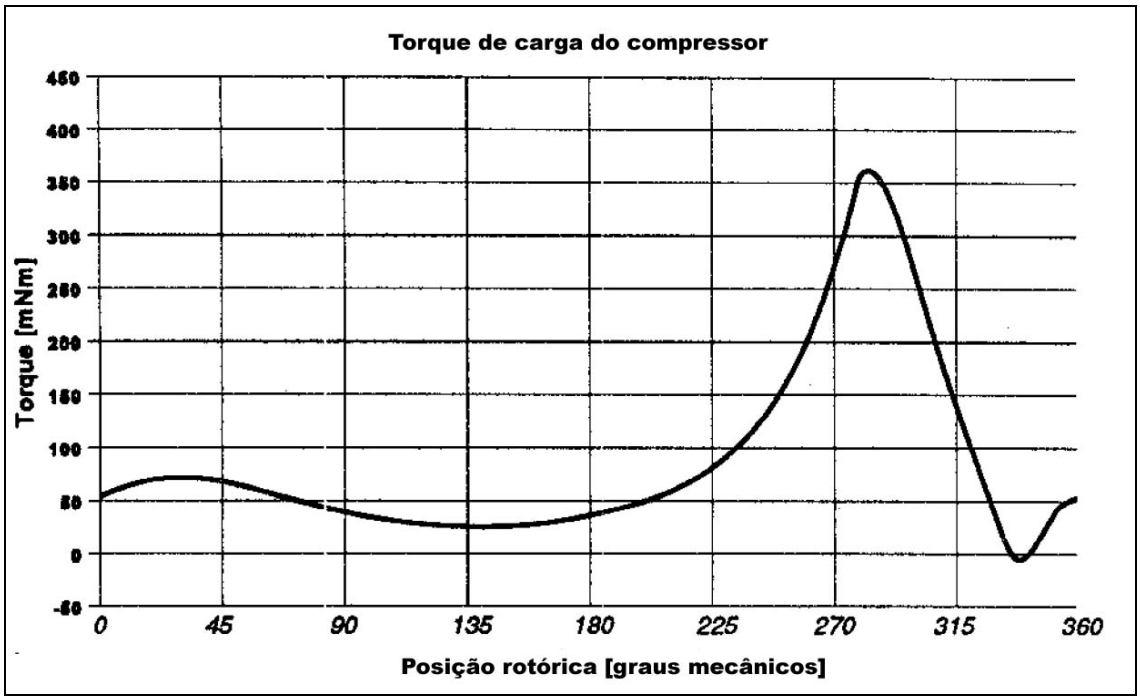

Figura 4.8 - Torque de carga do compressor
Fonte: Rasmussen e Ritchie (1997).

A curva da Figura 4.8 foi normalizada por seu valor RMS e mapeada numa tabela em função da posição rotórica. Assim, por meio de interpolação linear é

possível encontrar o torque normalizado para cada valor de posição rotórica. Este valor é então multiplicado por um fator com crescimento linear que representa o desequilíbrio de pressão do sistema de refrigeração. Obviamente este valor atinge um limite que é obtido por um saturador conforme mostrado no diagrama da Figura 4.3.

Isto completa as considerações a respeito da simulação do sistema proposto. No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos através deste sistema de simulação.

Capítulo 5

Resultados das Simulações

As simulações apresentadas neste capítulo foram feitas utilizando o Matlab® versão 7.1 (R14 - SP3) e subdivididas em quatro subitens. Os dois primeiros utilizam os parâmetros de um motor BLDC do Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência da EESC / USP, fabricado pela SIEMENS modelo 1FT5 062 AC01 e os dois últimos empregam os parâmetros de um motor especificamente projetado para aplicação em compressores herméticos que foi desenvolvido por Teixeira (2006) o qual será chamado de motor BLDC protótipo.

Nos subitem 5.1 e 5.2 é feita a validação do modelo de motor. No primeiro foi simulado o motor BLDC Siemens utilizando o modelo de motor mostrado no subitem 2.1 e no segundo utilizando o modelo de motor BLDC com fcem trapezoidal ideal disponível no Simulink da versão 7.1 do Matlab®. Para esta validação serão mostradas apenas as curvas de velocidade em função do tempo para cada caso.

No subitem 5.3 é feita a simulação do motor BLDC protótipo de modo isolado, ou seja, sem os componentes do compressor e no subitem 5.4 é feita a simulação deste mesmo motor BLDC protótipo, no entanto, considerando uma carga típica de compressor hermético.

5.1 Motor BLDC Siemens (modelo de motor desenvolvido)

Os parâmetros utilizados para a simulação de controle do motor Siemens foram obtidos de Castro (1993) e Monteiro (1997) e estão resumidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Parâmetros do motor Siemens

R	L_1	J	B	K_e	P	V_{fn}	T_n	V_{eln}
2,4	$12{,}4.10^{-3}$	$4{,}2.10^{-3}$	$1{,}0.10^{-3}$	0,36	6	180	2,2	2000
Ω	H	$kg.m^2$	N.m.s	V.s	pólos	V	N.m	RPM

O resultado a seguir foi obtido utilizando o modelo de motor mostrado no subitem 2.1, com os parâmetros do controlador da equação (4.4) e assumindo K_t numericamente igual a K_e. Basicamente, foi simulado a seguinte condição de referência de velocidade: estipula-se um comando tipo degrau de controle de velocidade com referência em 1500 RPM até 2,0s. Entre 2,0 e 3,5s, um comando de referência tipo rampa acelera o motor até 2000 RPM e, a partir deste instante, o valor de referência fica constante até 4,5s. O torque de carga também foi uma rampa uniforme de crescimento de 0 a 2,0 N.m com início em 0,5s e inclinação de 2,0 N.m/s. O alinhamento do rotor ocorreu de 0 a 0,4s e a partida em malha aberta de 0,4 a 0,5s. Nesta partida, a corrente de referência foi de 8,0 A o que promoveu uma aceleração angular de aproximadamente 3600 rad/s^2. As formas de onda das fcem de fase empregadas nesta simulação são ideais como mostrado na Figura 2.3 o que permite a comparação adequada com os resultados de simulação do subitem 5.2.

Na Figura 5.1 está representada a curva de velocidade em função do tempo para este motor onde a velocidade mecânica real da máquina está

representada pela curva vermelha, a velocidade estimada está representada pela curva azul e a referência comandada pela curva verde.

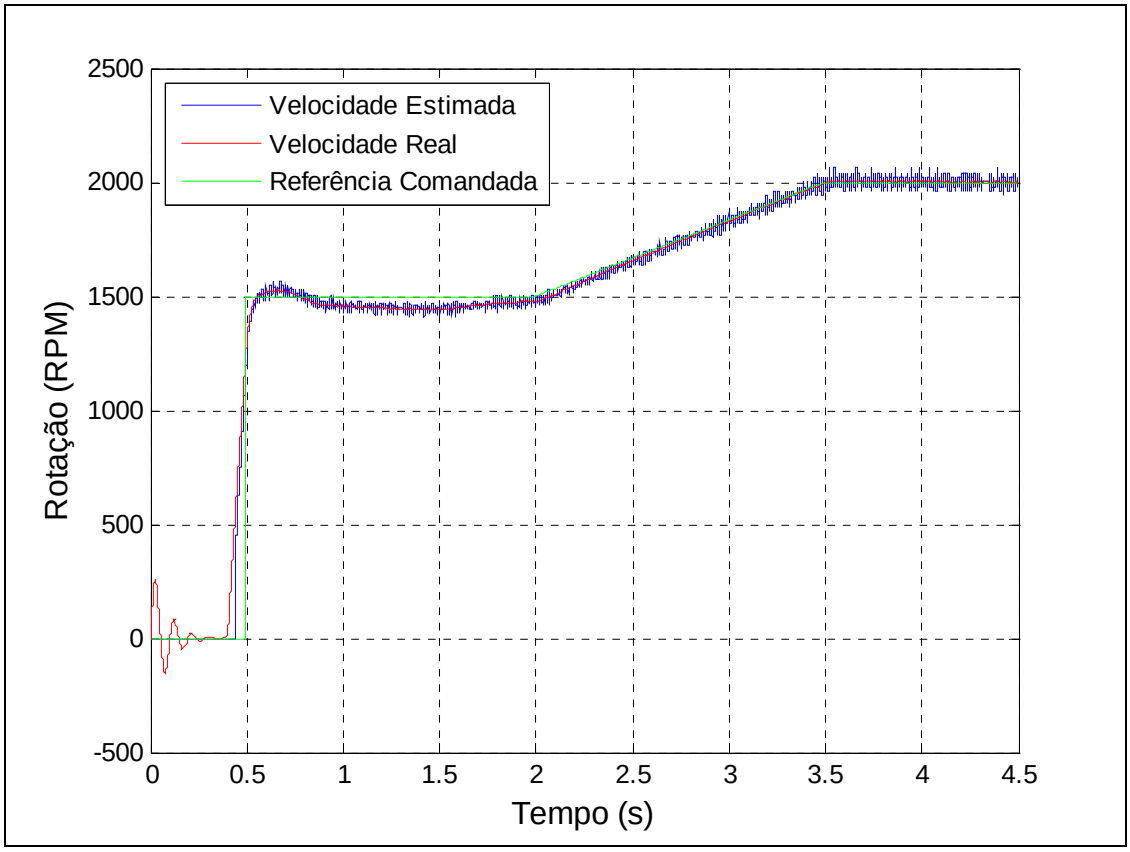

Figura 5.1 - Curva de velocidade do motor Siemens com modelo desenvolvido

Na Figura 5.1 pode-se perceber o período de alinhamento do rotor até 0,4 s, a partida em malha aberta até 0,5s onde a aceleração é constante. Nesta etapa, a velocidade estimada começa a ser detectada e ter o seu valor corrigido. A partir deste instante, o sistema passa a operar em malha fechada com referência de velocidade constante igual a 1500 RPM até 2,0 s. Nota-se a correção de velocidade feita pelo controlador PI em função do torque aplicado. De 2,0 a 3,5 s, a referência de velocidade aumentou linearmente de 1500 para 2000 RPM e pode-se perceber que o sistema respondeu corretamente a velocidade comandada. A partir de 3,5 s, a referência voltou a ficar constante em 2000 RPM até o término da simulação.

As demais curvas não serão mostradas visto que esta simulação é apenas para a validação do modelo do motor e não para sua análise propriamente dita.

5.2 Motor BLDC Siemens (modelo de motor do Simulink)

Nesta simulação os parâmetros do motor, do controlador, o torque de carga e a referência de velocidade comandada são exatamente os mesmos da simulação mostrada no subitem 5.1, porém o modelo de motor utilizado foi o modelo de motor BLDC com fcem trapezoidal ideal disponível no Simulink. A curva de velocidade em função do tempo obtida pode ser vista na Figura 5.2.

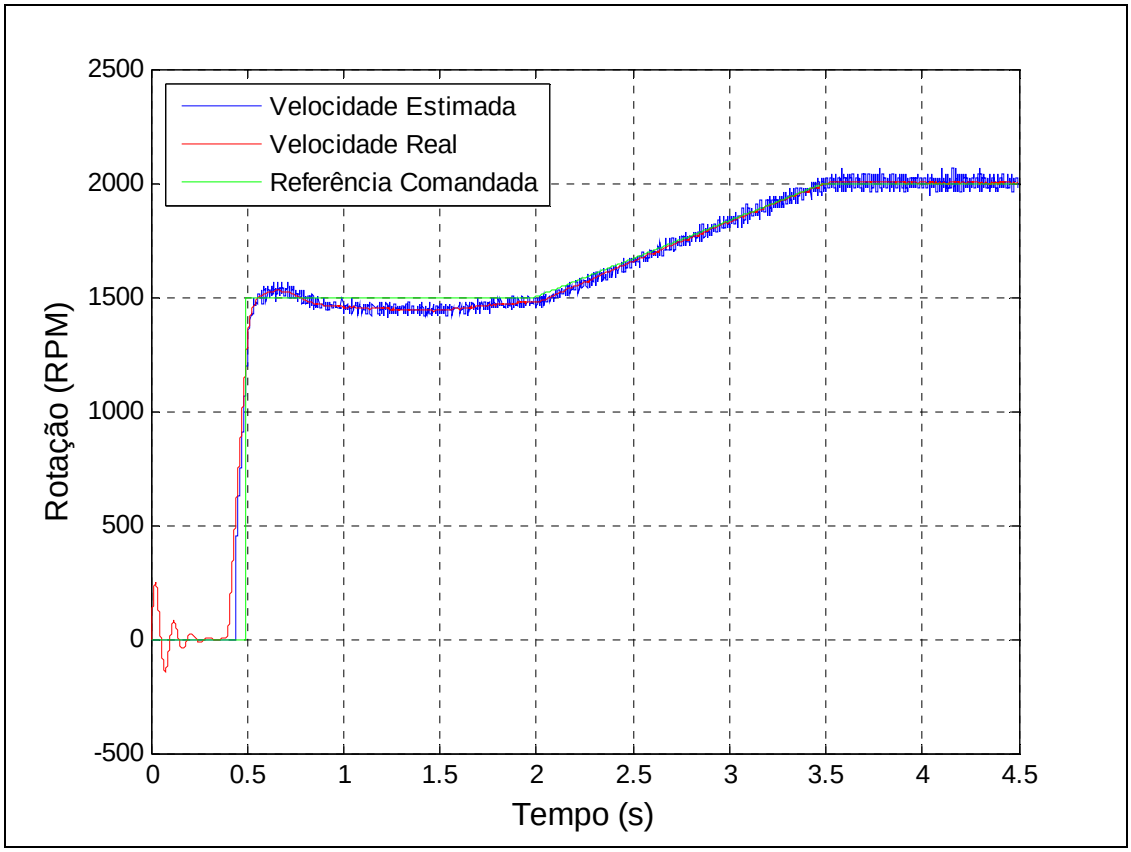

Figura 5.2 - Curva de velocidade do motor Siemens com modelo Simulink

O padrão de cores das curvas é o mesmo do subitem anterior e pela similaridade entre as curvas de velocidade em função do tempo da Figura 5.1 e da Figura 5.2 pode-se perceber que o modelo de motor desenvolvido no

subitem 2.1 é equivalente ao modelo de motor BLDC com fcem trapezoidal ideal disponível no Simulink fato que valida o modelo de motor desenvolvido e permite sua utilização futura com fcem de fase não-ideais ou reais.

5.3 Simulação do motor BLDC protótipo

Esta simulação foi feita para o motor BLDC protótipo desacoplado do compressor considerando uma carga com crescimento uniforme tipo rampa entre 1,0 e 2,0s a qual fica constante em 0.362 N.m a partir deste instante. Os parâmetros do motor foram obtidos de Teixeira (2006) e estão mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Parâmetros do motor BLDC protótipo

R	L_1	J	B	K_e	P	V_{fn}	T_n	V_{eln}
4,31	$15{,}8.10^{-3}$	$5{,}3.10^{-4}$	$3{,}58.10^{-4}$	0,21	4	150	0,362	4500
Ω	H	$kg.m^2$	N.m.s	V.s	pólos	V	N.m	RPM

As funções de forma das fcem utilizadas nesta simulação são reais e foram obtidas a partir da aquisição das fcem de fase do motor conforme mostrado na Figura 5.3. Os pontos referentes à forma de onda da Figura 5.3 foram normalizados e salvos numa tabela para seu emprego na simulação.

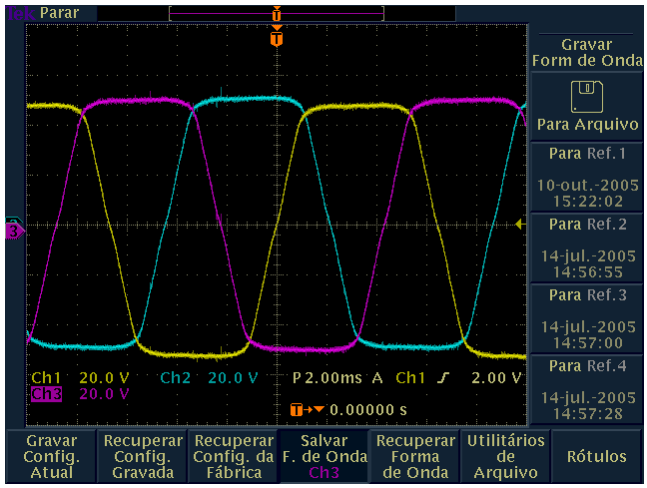

Figura 5.3 – Aquisição das fcem de fase do motor BLDC protótipo

Também foi realizado um novo projeto de controlador a fim de se obter uma resposta dinâmica satisfatória para este sistema. A função de transferência deste controlador pode ser vista na equação (5.1).

$$G(s) = \frac{0.015s + 0.03}{s} \tag{5.1}$$

De maneira análoga ao Capítulo 4 pode-se mapear a equação (5.1) no plano "z" para uma freqüência de amostragem de 500Hz obtendo a equação (5.2).

$$G(z) = \frac{0.015z - 0.01494}{z - 1} \tag{5.2}$$

Reescrevendo a equação (5.2) na forma de equação diferença chega-se a equação (5.3) para o controlador digital.

$$u(k) = u(k-1) + 0.015.e(k) - 0.01494.e(k-1) \tag{5.3}$$

A referência de velocidade comandada foi um degrau de 2500 RPM até 2,5s, depois uma rampa de aceleração uniforme até 3500 RPM durante 1,0s, em seguida uma referência constante de 3500 RPM entre 3,5 e 4,5s, depois uma rampa de desaceleração uniforme novamente até 2500 RPM com duração de 1,0s e finalmente uma referência constante em 2500 RPM até 6,0s.

A curva de velocidade em função do tempo utilizando o mesmo padrão de cores da Figura 5.1 pode ser visto na Figura 5.4.

Na Figura 5.5, está representada a posição rotórica num trecho inicial, normalizada de 0 a 2π radianos elétricos. A curva em vermelho mostra a posição real e a em azul a posição estimada. Nota-se o alinhamento do rotor até 0,9 s e a partida em malha aberta a partir deste instante. Pela quase superposição entre as curvas, percebe-se que a estimativa de posição foi bastante precisa.

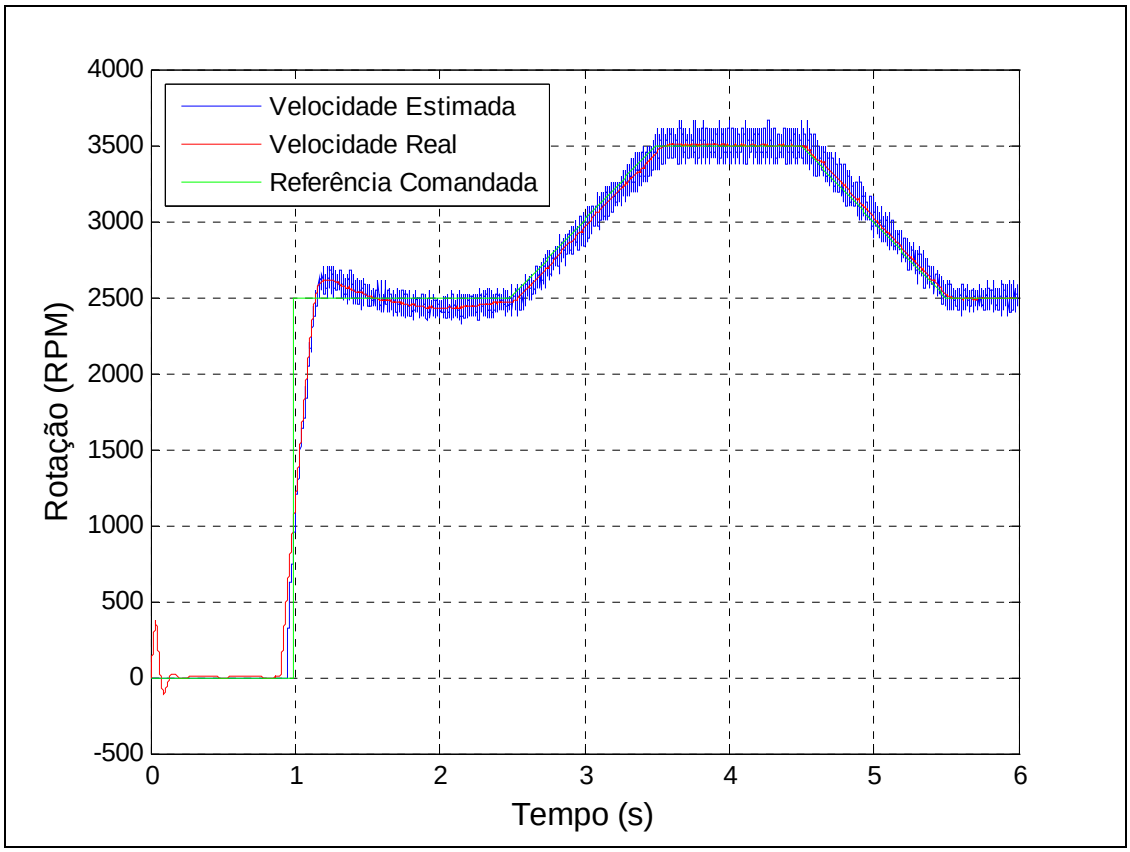

Figura 5.4 - Curva de velocidade do motor BLDC protótipo

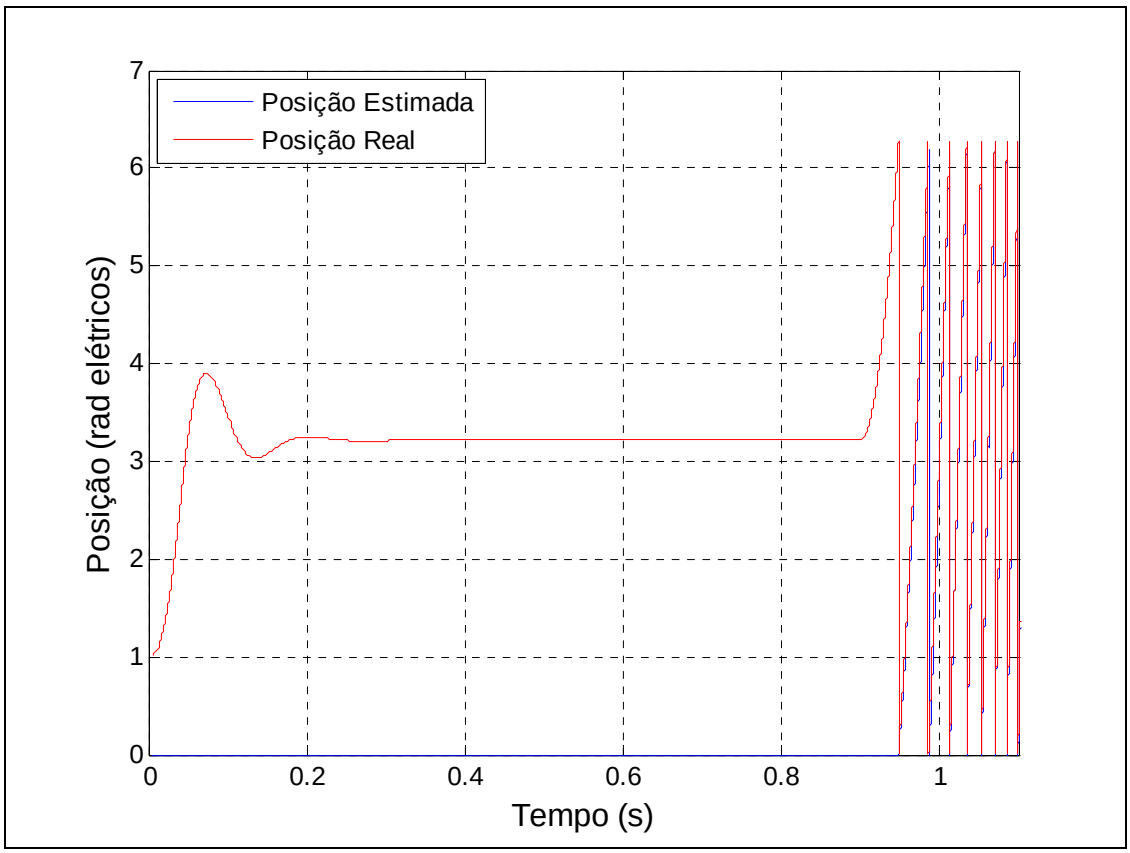

Figura 5.5 - Posição rotórica normalizada do motor BLDC protótipo

Esta boa estimativa de posição mostrada na Figura 5.5 garante que os pulsos da ponte inversora ocorram em instantes apropriados o que eleva a eficiência do sistema.

Na Figura 5.6 encontra-se o torque eletromagnético gerado pela máquina.

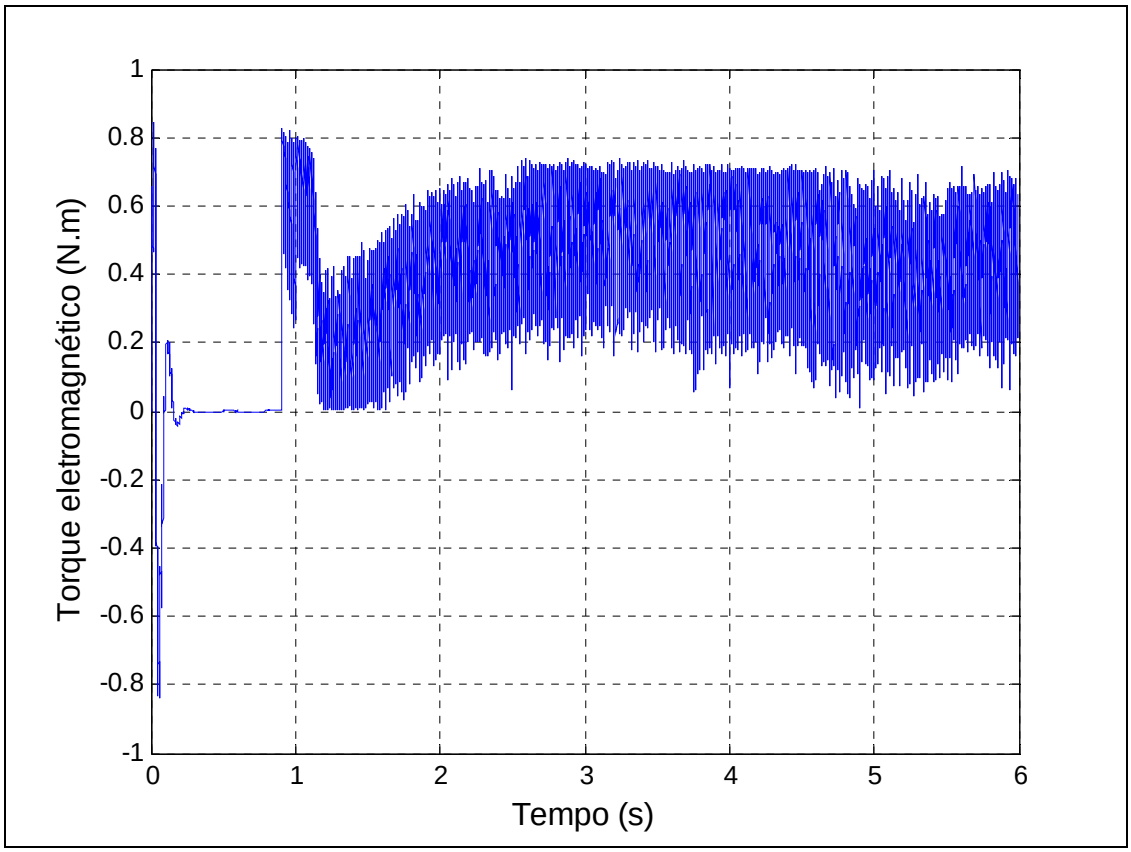

Figura 5.6 - Torque eletromagnético gerado pelo motor BLDC protótipo

Na curva mostrada na Figura 5.6 também se pode distinguir os momentos de alinhamento de rotor, da partida em malha aberta e do funcionamento normal em malha fechada. Durante o alinhamento do rotor, percebe-se elevados picos de torque os quais são responsáveis pelo seu rápido alinhamento na posição desejada. Após este alinhamento nota-se que o torque fica praticamente nulo. Durante a partida em malha aberta, o torque apresentou um valor médio positivo o que propicia a aceleração do motor. Durante o funcionamento normal pode-se destacar a elevação do torque

eletromagnético da máquina em função do aumento da carga a fim de corrigir o erro de velocidade.

As flutuações no torque eletromagnético são causadas pela diferença entre a velocidade de referência e a velocidade média estimada, a qual é atualizada a cada 2 ms resultando em alterações discretas na mesma. No detalhe apresentado na Figura 5.7, pode-se perceber que esta diferença se reflete diretamente na corrente de referência para o controlador de histerese, o qual é capaz de manter as correntes de fase próximas deste valor.

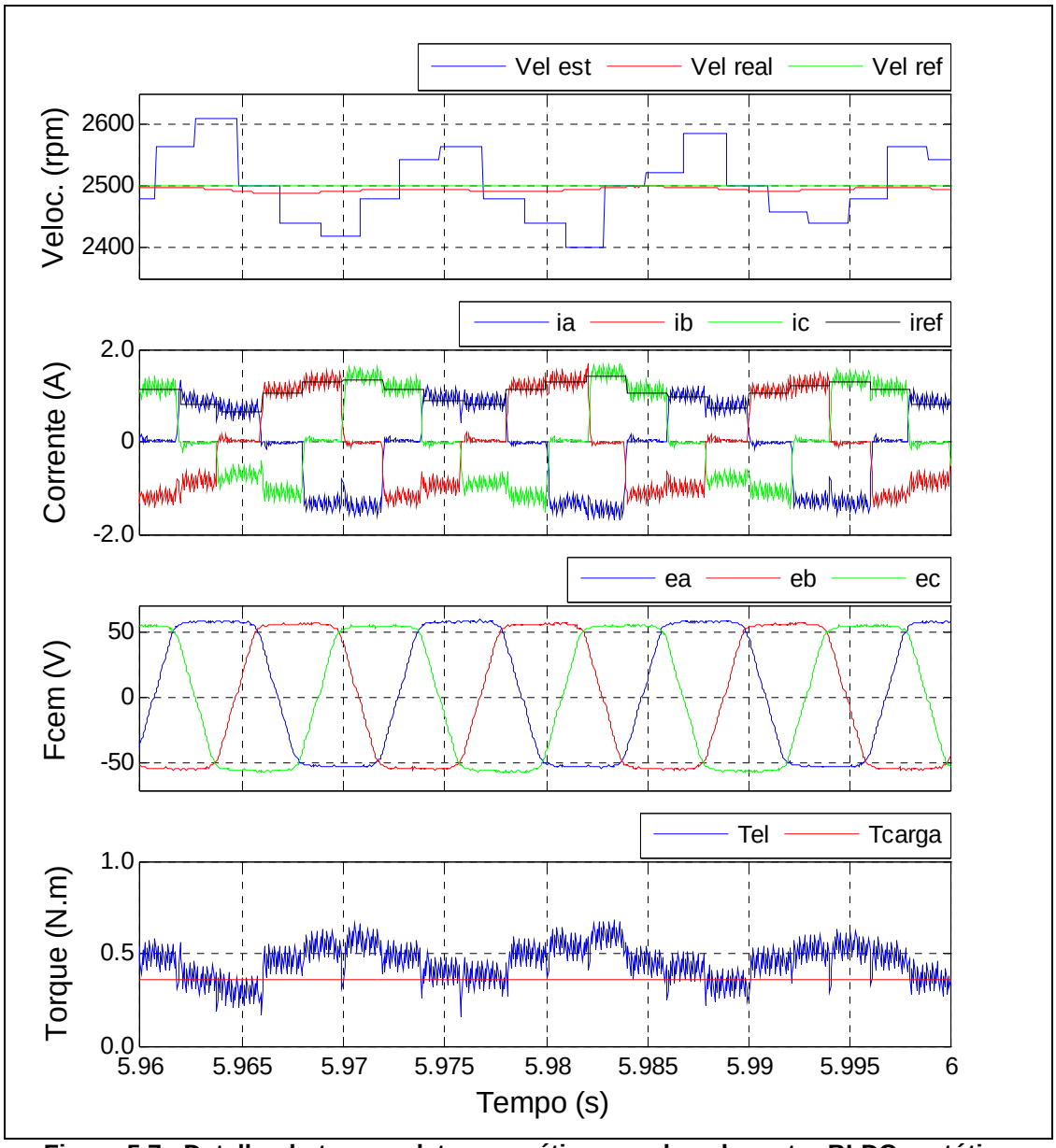

Figura 5.7 - Detalhe do torque eletromagnético gerado pelo motor BLDC protótipo

Como as fcem formam uma região aproximadamente plana e como não há variação significativa na velocidade mecânica da máquina, as variações de corrente resultam necessariamente em flutuações no torque gerado. No entanto, estas flutuações acabam sendo filtradas pela inércia do sistema e por isso não afetam significativamente a velocidade rotórica. É também importante observar que, apesar de seu comportamento, a velocidade estimada possui valor médio próximo do valor real e do valor de referência.

Na Figura 5.8 estão representadas as fcem induzidas juntamente com a detecção dos cruzamentos pelo zero, durante um trecho intermediário entre 5.96 e 6,00 s para uma melhor visualização.

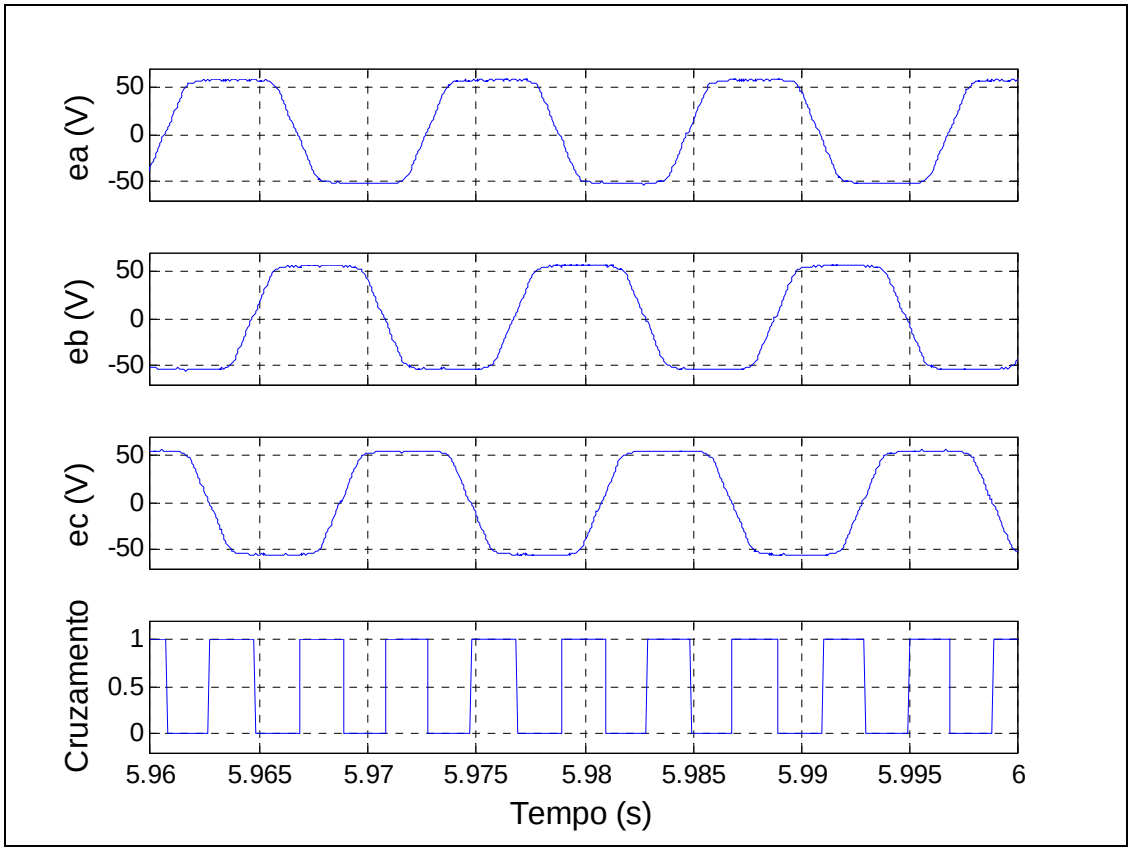

Figura 5.8 - Fcem e detecção dos cruzamentos do motor BLDC protótipo

Os instantes de cruzamento estão mostrados pela bordas, de descida ou subida, na última curva da Figura 5.8. Desta forma, pode-se perceber que os cruzamentos pelo zero calculados estão bastante próximos

dos verdadeiros os quais podem ser verificados nas curvas de fcem das fases e_a, e_b e e_c. Isto comprova a eficácia da estratégia *sensorless* adotada com respeito à detecção destes cruzamentos.

Na Figura 5.9, encontra-se a tensão nas três fases do motor em relação à referência de tensão adotada (potencial médio do barramento CC) e os instantes de detecção dos cruzamentos pelo zero das fases não alimentadas.

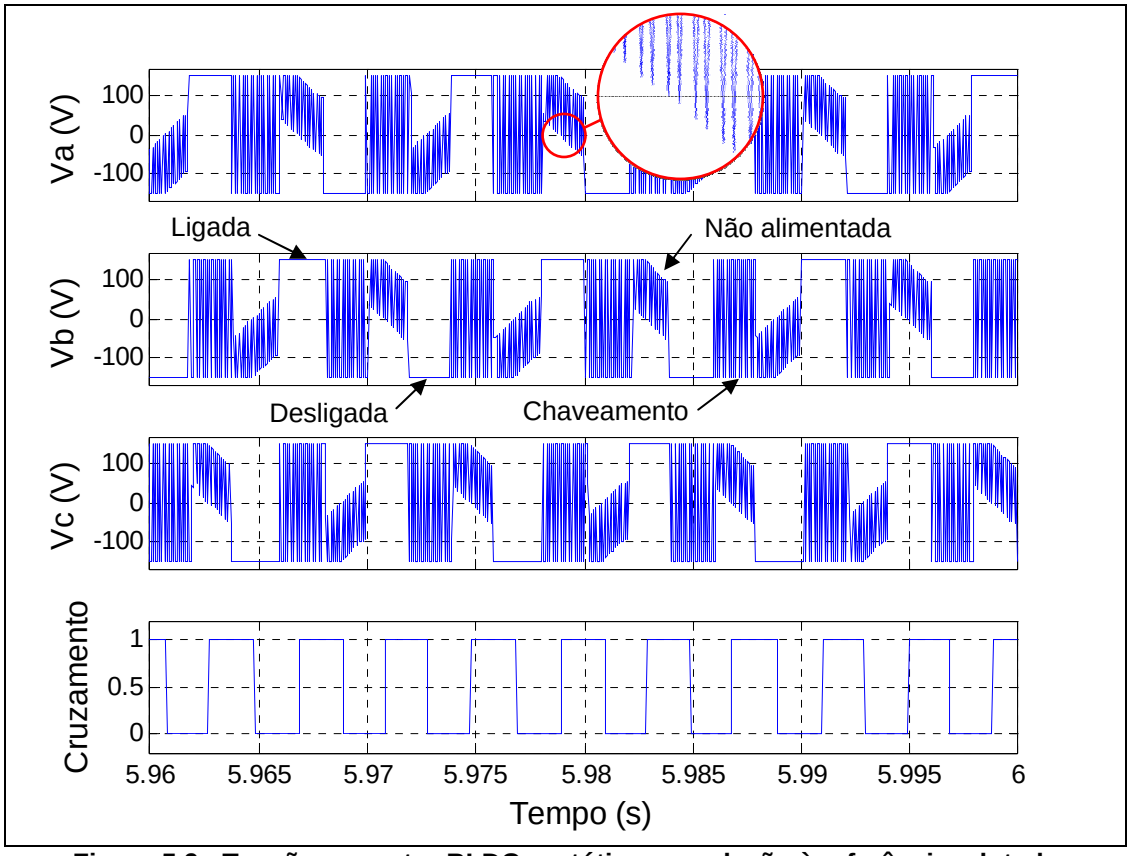

Figura 5.9 - Tensão no motor BLDC protótipo em relação à referência adotada

Na Figura 5.9, nota-se os instantes em que cada fase encontra-se continuamente ligada ou desligada, também pode-se perceber os instantes de chaveamentos destas fases pelo controlador de histerese além dos momentos em que cada fase não está sendo alimentada. Nestes momentos, onde a fase está flutuando, é promovida a detecção dos cruzamentos pelo zero, os quais estão representados na última curva da Figura 5.9.

As correntes de fase, bem como, a corrente de referência, proveniente do controlador de velocidade, estão mostradas na Figura 5.10.

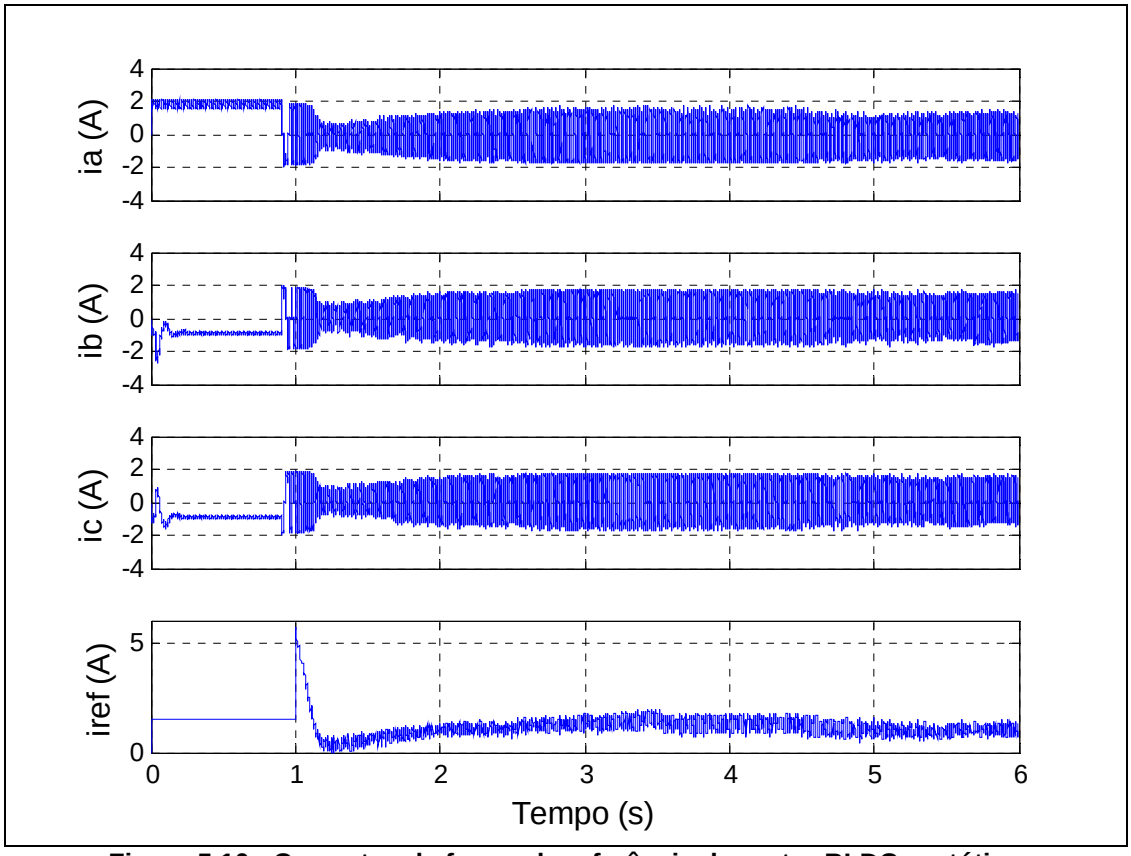

Figura 5.10 - Correntes de fase e de referência do motor BLDC protótipo

Na Figura 5.10, pode-se verificar o controle de corrente feito na fase A durante o alinhamento do rotor. As correntes das fases B e C são resultantes da corrente na fase A durante este processo. Em operação normal em malha fechada, o controlador de velocidade passa a fornecer a corrente de referência para o controlador de histerese que regula a corrente das fases. No entanto, como existe um sistema de proteção que impõe uma corrente máxima de funcionamento, que neste caso foi 2,0 A, as correntes de fase não ultrapassam este valor máximo mesmo quando o controlador de velocidade estipula um valor de corrente superior, como pode ser percebido na Figura 5.10.

Na Figura 5.11 está mostrado o alinhamento entre a fcem e a corrente das fases do motor. A curva em azul é a corrente de fase multiplicada

por um fator igual a trinta para ajuste de escala e a curva em vermelho é a fcem.

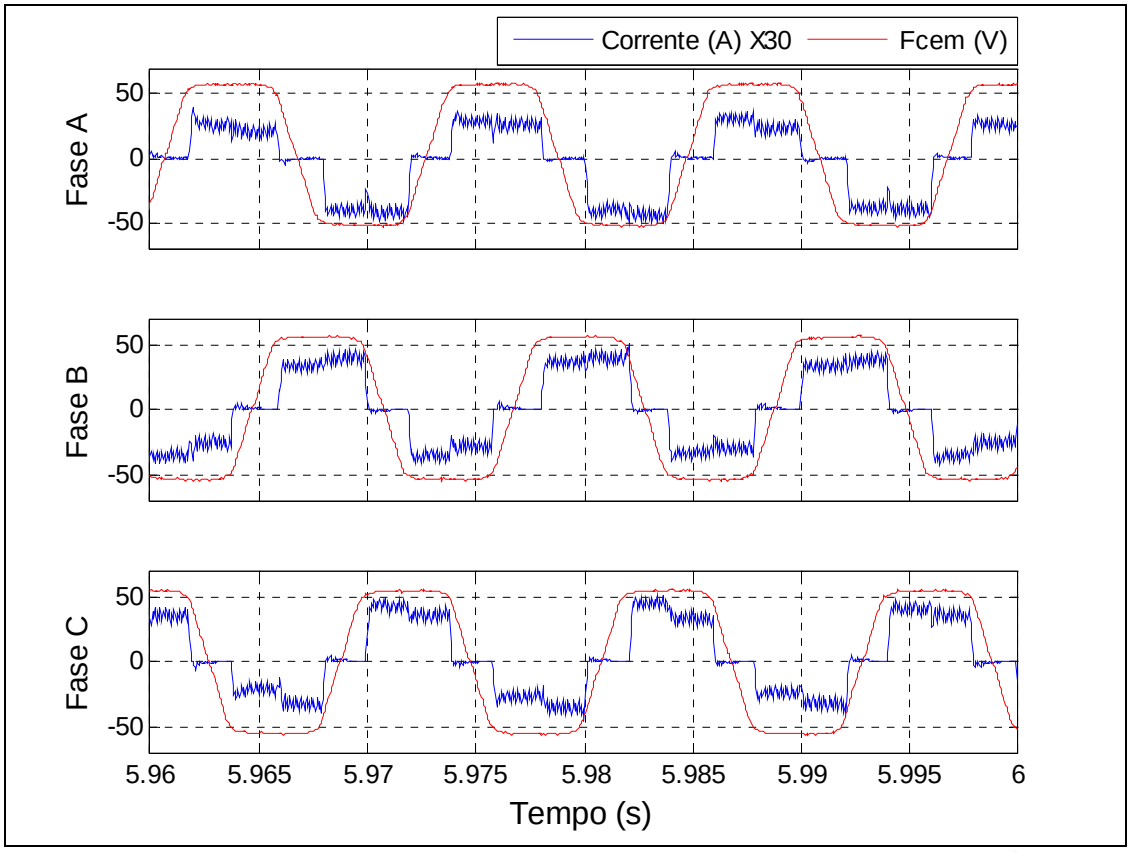

Figura 5.11 - Alinhamento entre a fcem e as correntes do motor BLDC protótipo

Para a produção de torque, é requerido um alinhamento entre a região plana da fcem e a corrente de cada fase, logo, pode-se perceber pela Figura 5.11, que este alinhamento está sendo obtido com uma precisão bastante razoável para esta aplicação.

Na Figura 5.12 estão representadas as três fcem de fase do motor BLDC protótipo, onde a curva vermelha representa a fcem da fase A, a curva azul a fcem da fase B e a curva verde a fcem da fase C. Pode-se perceber sua similaridade com a curvas da Figura 5.3 além de suas irregularidades e diferenças de magnitude em função da diferença de magnetização entre os imãs do rotor.

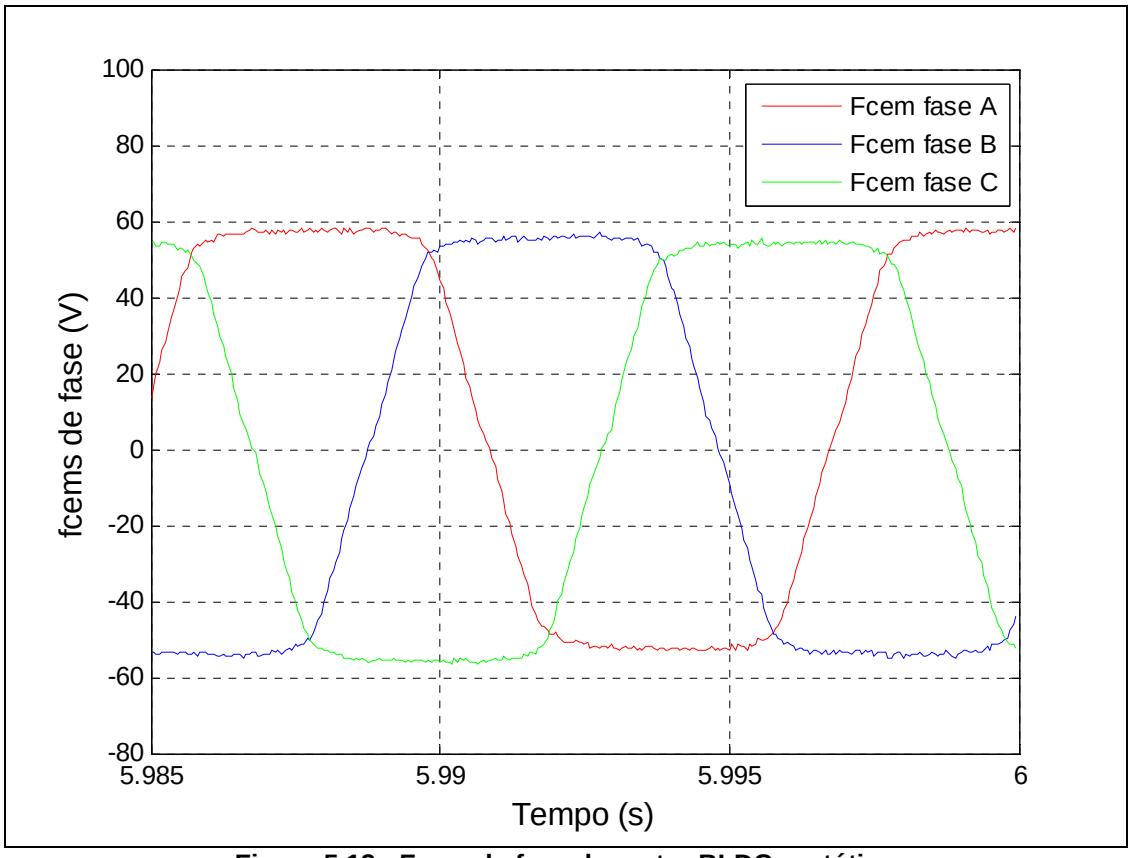

Figura 5.12 - Fcem de fase do motor BLDC protótipo

5.4 Simulação do motor BLDC protótipo como compressor

Esta simulação foi feita para o motor BLDC protótipo considerando que este está acoplado a uma bomba de modo a constituir uma carga típica de um compressor hermético. Este sistema será chamado de compressor protótipo e suas diferenças em relação ao motor BLDC protótipo residem apenas no momento de inércia, no coeficiente de atrito viscoso e no torque de carga. Os parâmetros de simulação utilizados para o compressor protótipo foram novamente obtidos de Teixeira (2006) e estão mostrados na Tabela 5.3. O perfil de carga empregado segue o mesmo padrão da simulação anterior, no entanto, modulado por uma curva típica de compressão como mostrado na Figura 4.8.

Tabela 5.3 - Parâmetros do compressor protótipo

R	L_1	J	B	K_e	P	V_{fn}	T_n	V_{eln}
4,31	$15{,}8.10^{-3}$	$1{,}94.10^{-3}$	$1{,}29.10^{-3}$	0,21	4	150	0,362	4500
Ω	H	$kg.m^2$	N.m.s	V.s	pólos	V	N.m	RPM

As funções de forma das fcem utilizadas nesta simulação foram as mesmas da simulação anterior uma vez que esta característica depende apenas do motor.

Como este sistema tem uma dinâmica diferente do motor BLDC protótipo, um novo controlador de velocidade teve de ser dimensionado. A função de transferência deste controlador pode ser vista na equação (5.4).

$$G(s) = \frac{0.025s + 0.06}{s} \tag{5.4}$$

A equação (5.4) pode ser mapeada no plano "z" da mesma forma que no subitem anterior e rescrita na forma de equação diferença para uma freqüência de amostragem de 500Hz obtendo finalmente a equação (5.5) para o controlador digital.

$$u(k) = u(k-1) + 0.025.e(k) - 0.02488.e(k-1) \tag{5.5}$$

A curva de velocidade em função do tempo utilizando o mesmo padrão de cores da Figura 5.1 pode ser visto na Figura 5.13.

Na Figura 5.14, está representada a posição rotórica num trecho inicial, normalizada de 0 a 2π radianos elétricos. O padrão de cores é o mesmo da Figura 5.5 e pode-se notar que o alinhamento do rotor levou um tempo maior em comparação com a simulação anterior devido à inércia maior do sistema.

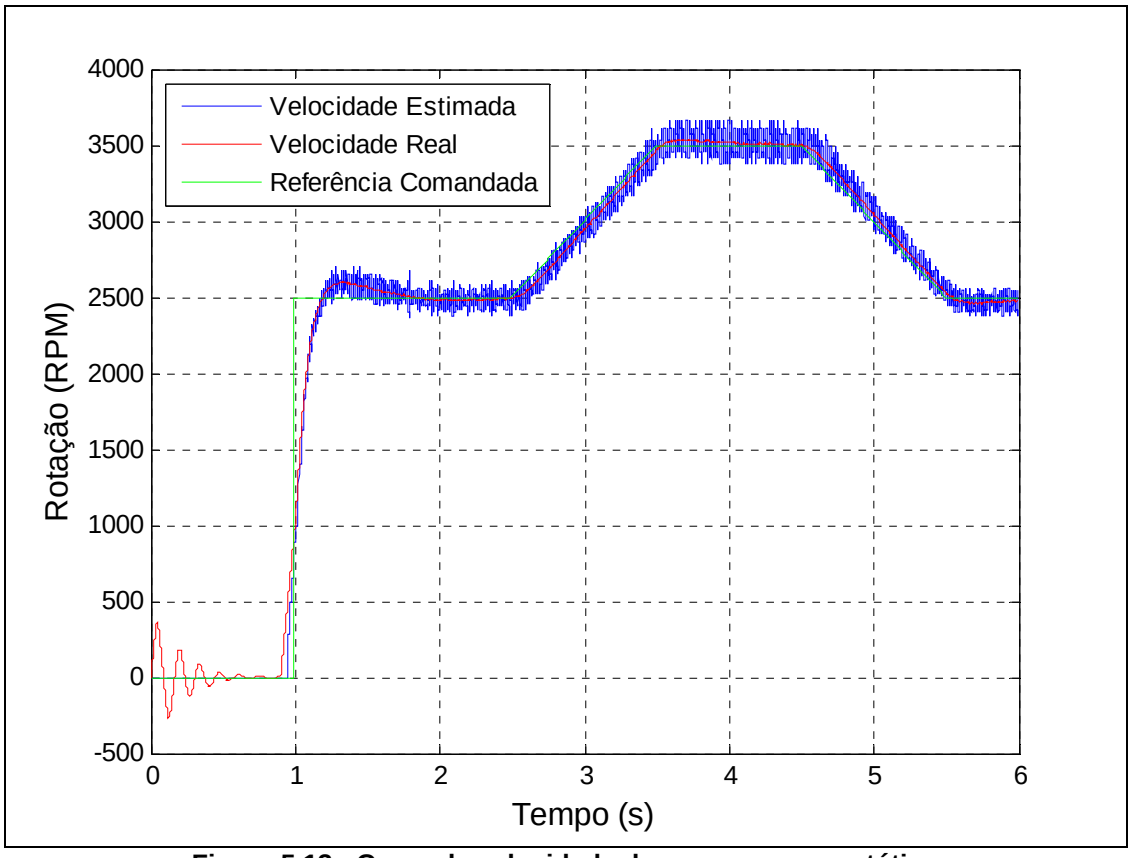

Figura 5.13 - Curva de velocidade do compressor protótipo

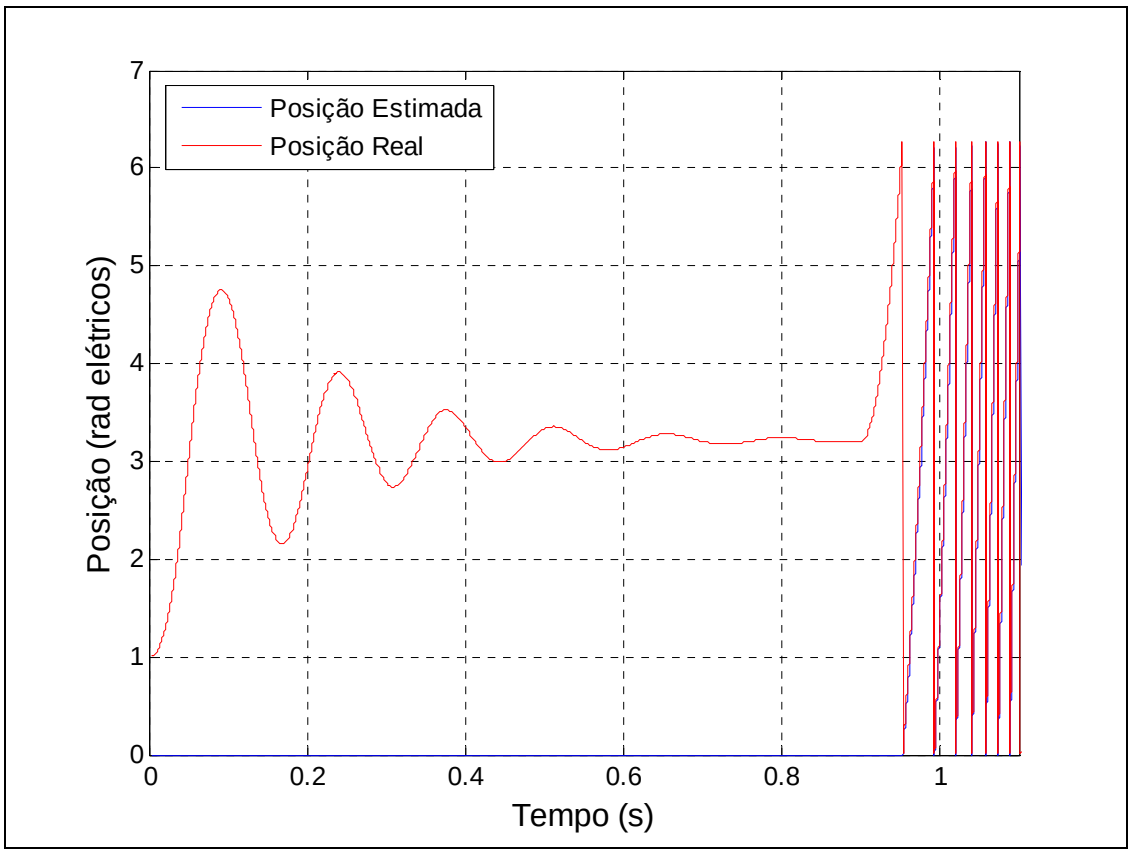

Figura 5.14 - Posição rotórica normalizada do compressor protótipo

Na Figura 5.15, está representado o torque de carga do motor. Este apresentou uma inclinação bastante acentuada em seu valor RMS após a partida do motor, a fim de simular uma condição bastante desfavorável de desequilíbrio de pressões do sistema de refrigeração.

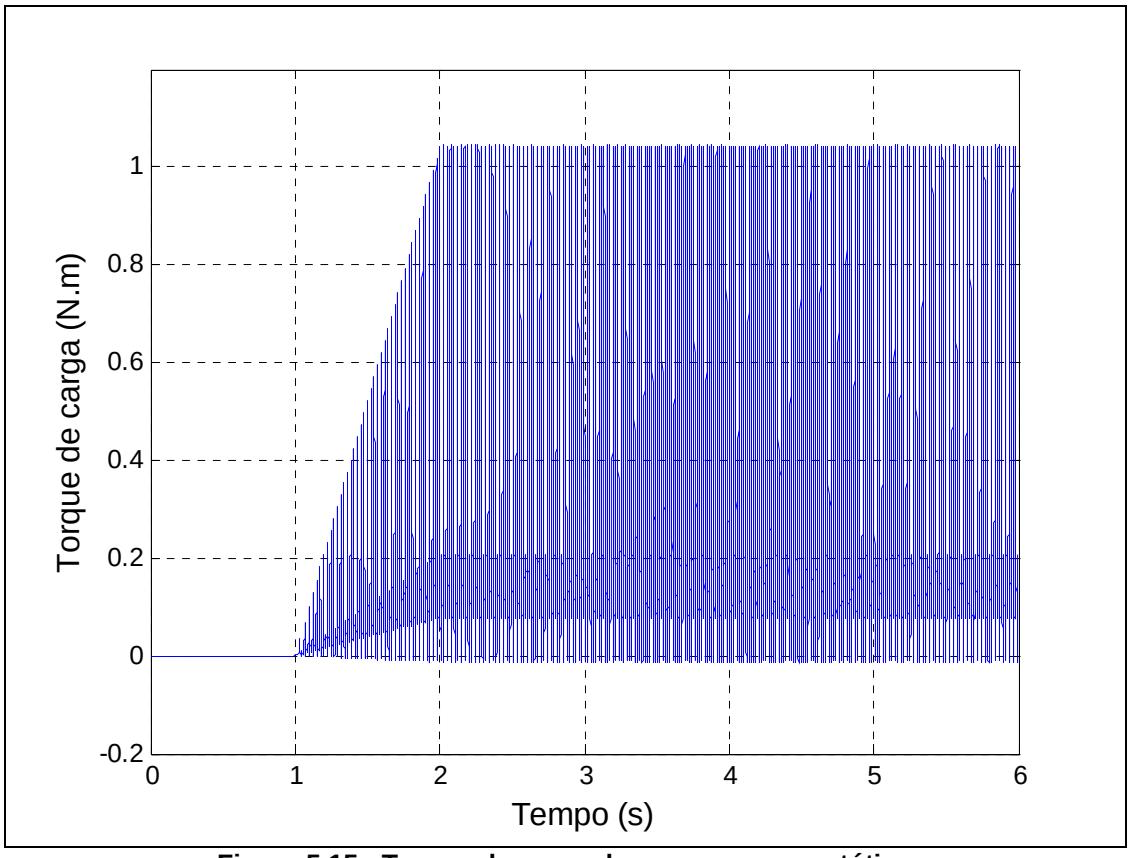

Figura 5.15 - Torque de carga do compressor protótipo

Como pode ser observado no detalhe do torque de carga mostrado na Figura 5.16, esta carga possui abruptas elevações de torque as quais contribuem para o aumento das ondulações de torque no eixo da máquina, no entanto, a inércia do sistema filtra grande parte destas oscilações como já discutido anteriormente. Estes picos de carga são resultado dos movimentos de compressão do sistema alternativo da bomba do compressor hermético.

Na Figura 5.17 encontra-se o torque eletromagnético gerado pela máquina. Pode-se distinguir claramente os instantes de alinhamento, partida em malha aberta e funcionamento normal.

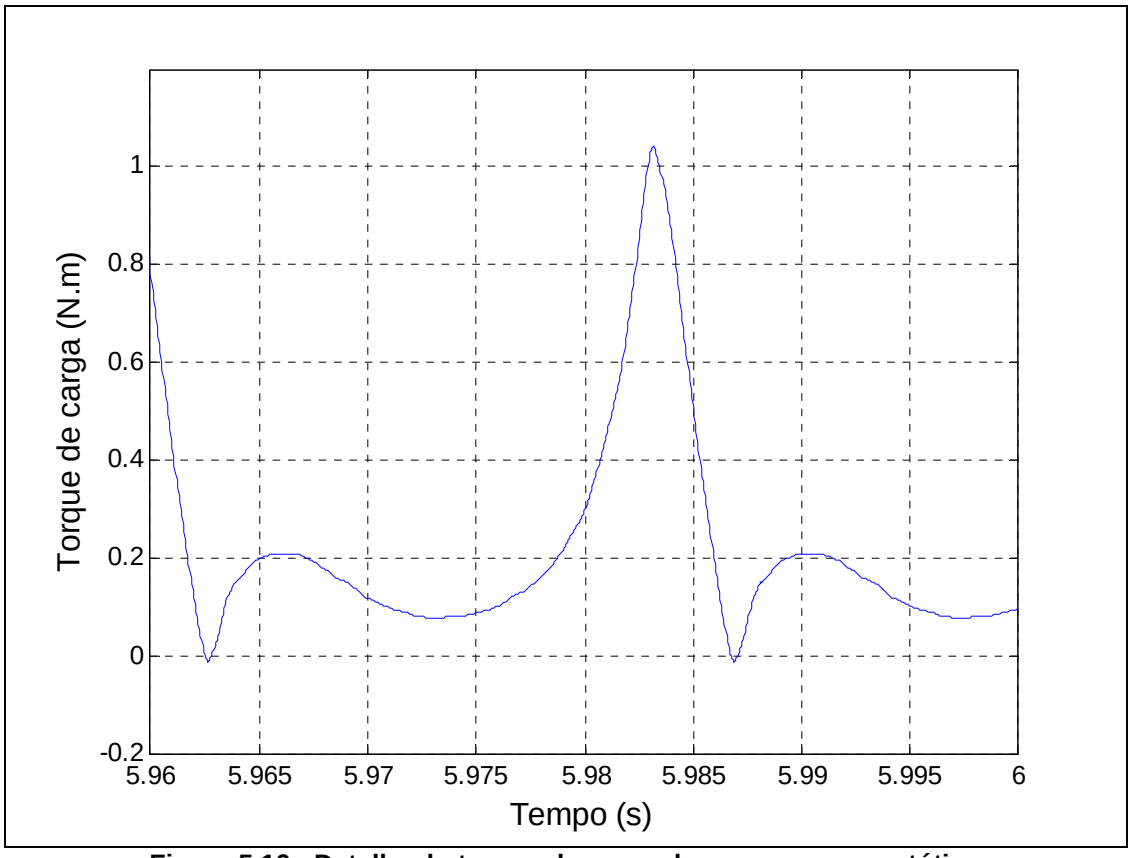

Figura 5.16 - Detalhe do torque de carga do compressor protótipo

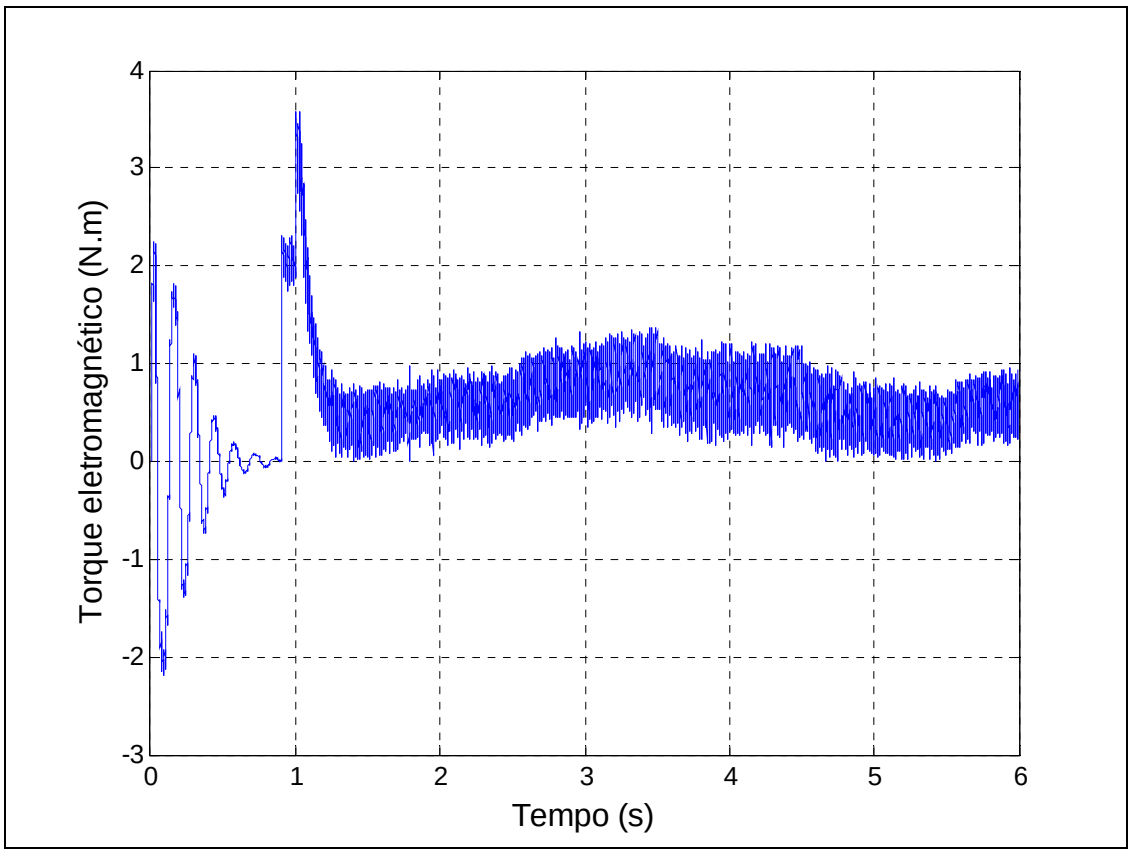

Figura 5.17 - Torque eletromagnético gerado pelo compressor protótipo

As correntes de fase e a corrente de referência estão mostradas na Figura 5.18 a seguir.

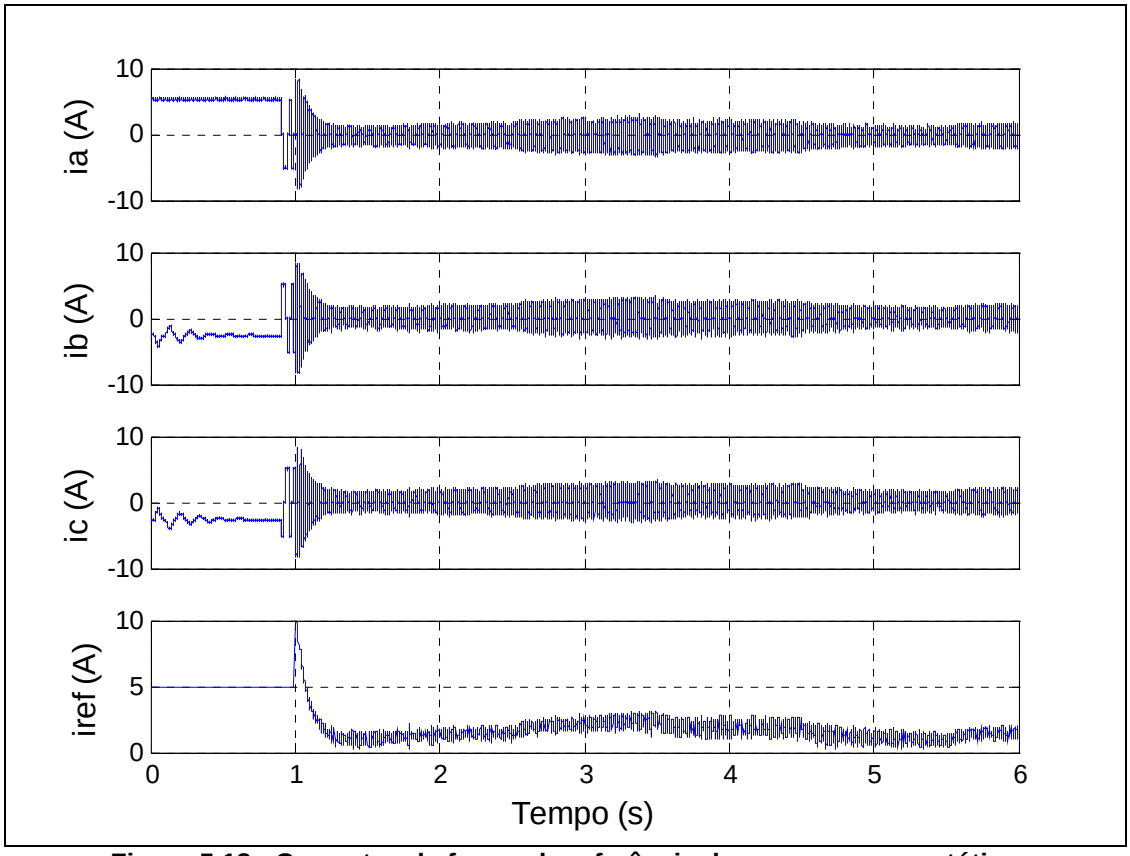

Figura 5.18 - Correntes de fase e de referência do compressor protótipo

Na Figura 5.18 pode-se notar a corrente de 5,0A imposta durante o alinhamento do rotor até 0,9s e durante a partida em malha aberta até 1,0s. A corrente máxima para funcionamento normal especificada foi 8,0A o que também pode ser observado na Figura 5.18.

Na Figura 5.19 pode-se verificar o alinhamento entre as fcem e as correntes de fase multiplicadas por um fator igual a trinta. De modo análogo a simulação anterior ocorreu um bom alinhamento entre estas grandezas em função da boa estimativa de posição rotórica. Isto mostra que a estratégia *sensorless* está funcionando de maneira adequada mesmo para um sistema com imperfeições na fcem e com torque de carga pulsante.

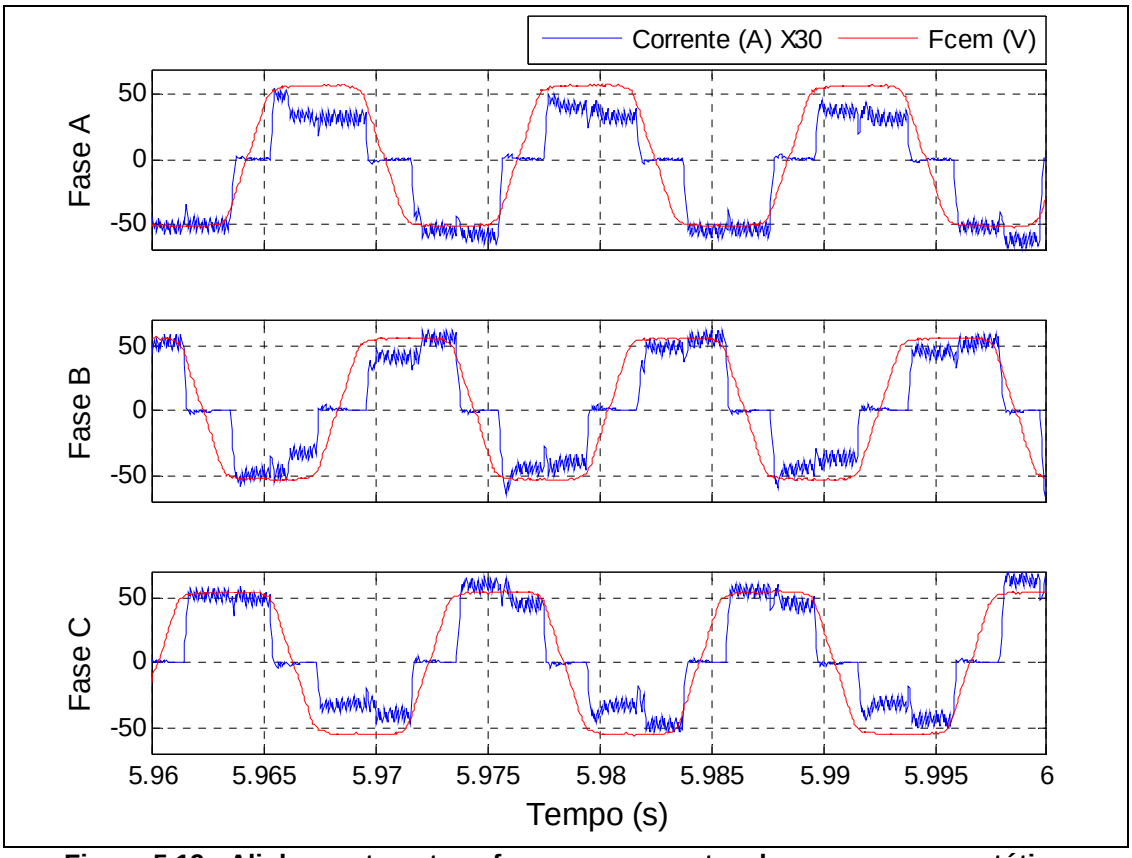

Figura 5.19 - Alinhamento entre a fcem e as correntes do compressor protótipo

Os resultados mostrados neste capítulo foram bastante satisfatórios principalmente devido à carga possuir uma característica demasiadamente não comportada e as fcem serem curvas reais e não ideais.

No próximo capítulo serão feitas algumas considerações a respeito de uma possível implementação prática para este sistema.

Capítulo 6

Perspectivas de Implementação Futura

Como verificado no Capítulo 4, a simulação foi executada com uma freqüência de amostragem de 20 kHz, desta forma, para obtenção do desempenho apresentado nas simulações do Capítulo 5 seria necessário um microcontrolador capaz de executar as rotinas de tratamento da estratégia *sensorless* e de controle nesta velocidade. Este sistema também deve possuir pelo menos seis conversores A/D de 12 bits com abertura de escala de ±10 V, capazes de operar pelo menos nesta freqüência de amostragem, os quais podem ou não estarem incorporados ao microcontrolador. Algumas entradas e saídas digitais também são requeridas a fim de receber a referência de comando de velocidade, gerar os sinais de saídas para a ponte inversora e informar o status de velocidade, posição e outras variáveis de saída relevantes. Quanto à instrumentação mínima necessária seriam requeridos três sensores Hall de corrente para monitorar as correntes de fase, alguns circuitos integrados para promover o interfaceamento entre o microcontrolador e os elementos de potência da ponte inversora, alguns circuitos ceifadores, um retificador e capacitores de filtro para gerar o barramento CC, uma ponte inversora trifásica com seis IGBT’s, etc.

A freqüência de chaveamento dos elementos de potência da ponte inversora fica limitada à freqüência de amostragem do sistema, que neste caso é de 20 kHz garantindo o emprego adequado dos IGBT’s.

Algumas simulações com freqüências de amostragem inferiores a 20 kHz ainda são requeridas para verificar a possibilidade de utilização de microcontroladores com um desempenho menor e, portanto, com menor custo. Pela mesma razão, também seria interessante investigar o comportamento deste sistema utilizando conversores A/D de 10 bits ao invés de 12 bits.

Capítulo 7

Conclusão

O sistema proposto de controle de velocidade para compressores herméticos atingiu seus objetivos considerando que os resultados obtidos nas simulações computacionais apresentaram-se satisfatórios. As curvas de velocidade da Figura 5.4 e da Figura 5.13 mostraram que a velocidade estimada foi suficientemente precisa para garantir que o controle de velocidade seja feito de maneira adequada. No entanto, pequenas variações na determinação dos instantes de cruzamento pelo zero levaram a diferenças significativas no valor da velocidade média estimada o que se refletiu em flutuações no torque eletromagnético gerado. A estimativa de posição rotórica atingiu resultados precisos como evidenciado pela quase superposição entre as curvas reais e estimadas na Figura 5.5 e na Figura 5.14. Em função desta boa estimativa de posição, foi possível obter um razoável alinhamento entre as fcem induzidas e as correntes de fase, como mostrado na Figura 5.11 e na Figura 5.19. Isto otimiza a eficiência do sistema na medida em que toda a corrente aplicada é convertida em torque.

A estratégia *sensorless* de detecção dos cruzamentos pelo zero apresentou uma boa precisão como pode ser observado na Figura 5.8 e na Figura 5.9 além ter se mostrado eficaz na detecção rápida destes cruzamentos em baixas velocidades durante a partida.

O controlador de corrente obteve um desempenho eficiente, pois conseguiu manter as correntes de fase dentro dos valores de referência assegurando uma proteção adequada para o sistema.

A última simulação foi realizada com uma carga pulsante similar a carga de um compressor, mesmo assim, o sistema se mostrou suficientemente robusto para garantir um bom desempenho. As duas últimas simulações foram feitas utilizando as fcem reais do motor trazendo um maior nível de detalhamento ao modelo. Os resultados também mostraram o bom desempenho da estratégia *sensorless* utilizada mesmo considerando fcem dotadas de imperfeições e diferenças de magnitude entre si.

A simplicidade dos métodos de controle *sensorless* utilizados propiciam um baixo custo de implementação para o sistema assegurando, deste modo, sua viabilidade econômica. A utilização de uma estratégia de controle que emprega apenas três fios do motor promove uma fácil adaptação ao sistema atual sem que haja necessidade de substituição do terminal de interface do compressor.

Baseado nos resultados obtidos através de simulação computacional pode-se concluir que o sistema proposto se mostra adequado aos objetivos deste trabalho e, portanto, merece uma investigação experimental dos resultados obtidos.

Referências

ACHÃO, C.C.L. **Análise da Estrutura de Consumo de Energia pelo Setor Residencial Brasileiro***.* 2003. 103p. Dissertação (Mestrado) – COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2003. Disponível em: <www.ppe.ufrj.br/ppe/production/tesis/cclachao.pdf>. Acesso em 02 ago. 2005.

CASTRO, A. F. **Controle Deadbeat Auto-ajustável para Motor Brushless DC**. 1993. 163p. Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos,1993.

COMPRESSED Air Challenge; The United States Department of Energy. **Improving Compressed Air System Performance:** A Sourcebook for Industry. Washington, USA, 2003. Disponível em: <http://www.compressedairchallenge.org/content/library/pdfs/compressed_air_sourcebook.pdf>. Acesso em: 21 jun. 2006.

CONSELHO DE DESENVOLVIMENTO INDUSTRIAL. Indústrias de bens de capital. Divisão da Indústria Mecânica. **Compressores brasileiros**. Brasília, 1993.

COSTA, E.C. **Refrigeração***.* 3.ed. São Paulo: Edgard Blücher, 1982.

_____. **Compressores**. São Paulo: Edgard Blücher, 1984.

DOSSAT, R.J. **Principles of Refrigeration**. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1961.

GONELLA, M. C.; AGUIAR, M. L. Acionamento e Controle Sensorless para Motores Brushless DC Aplicados a Compressores Herméticos para Refrigeração Doméstica. **VII International Conference on Industrial Applications**, Recife, 2006.

GONELLA, M. C. et al. Construção de um Motor Brushless DC para Aplicação em Compressores Herméticos Domésticos e Simulação de seu Acionamento e Controle Sensorless. **XVI Congresso Brasileiro de Automática**, Bahia, 2006.

HENDERSHOT Jr., J.R.; MILLER, T.J.E. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. Oxford, UK: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1994.

HUY, H. L. Modeling and Simulation of Electrical Drives using MATLAB/Simulink and Power System Blockset. **Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE**, Denver, USA, v.3, p.1603-11, 2001.

JOHNSON, J.P.; EHSANI, M.; GÜZENLGÜNLER, Y. Review of Sensorless Methods for Brushless DC. **Industry Applications Conference, 1999, 34th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE**, Phoenix, USA, v.1, p.143-50, 1999.

KRISHNAN, R. **Electric motor drives: modeling, analysis and control**. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001.

KRISHNAN R.; GHOSH R. Starting algorithm and performance of a PM DC brushless motor drive system with no position sensor. ***Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE***, Milwaukee, USA, v.2, p.815-21, 1989.

LEE, B.K.; EHSANI, M. Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives, **Electric Components and Systems**, [S.l.], v.31, n.9, p.841-68, 2003.

MILLER, T.J.E. **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. Oxford, USA: Clarendon Press, 1993.

MONTEIRO, J.R.B.A. **Estratégias de acionamento e controle em máquinas CA de Ímã permanente com fluxo não senoidal**. 1997. 88p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 1997.

POMÍLIO, J.A. **Eletrônica de Potência – Cap 1**. Campinas: DSCE – FEEC – UNICAMP, 2001. Disponível em: <www.dsce.fee.unicamp.br/ ~antenor/ pdffiles/eltpot/cap1.pdf>. Acesso em 17 nov. 2005.

RASMUSSEN, C.B.; RITCHIE, E. Variable speed brushless DC motor drive for household refrigeration compressor. **Electrical Machines and Drives, 1997 8th International Conference**, Cambridge, UK, n.444, p.128-32, 1997.

SHAO, J. **Direct Back EMF Direction Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Drives**. 2003. 83p. Dissertação (Mestrado) – Virginia Polytechnic Institute and the State University, Blacksburg, Virginia, USA, 2003. Disponível em: <scholar.lib.vt.edu/theses/available/ etd-09152003-171904/unrestricted/T.pdf> Acesso em: 11 abr. 2005.

STOECKER, W.F.; JONES, J.W. **Refrigeração e ar condicionado**. Tradução de José M. Saiz Jabardo et al. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1985.

TEIXEIRA, F.H.P. **Metodologia para Projeto, Construção e Ensaios em Máquina Síncrona de Imã Permanente – MSIP.** 2006. 142p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2006.

VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. New York, USA: Oxford University Press Inc, 1998.

VEINOTT, C.G.; MARTIN, J.E. **Fractional and subfractional horsepower electric motors**. 4.ed. New York, USA: McGraw-Hill, 1986.

VEINOTT, C.G. **Theory and design of small induction motors**. New York, USA: McGraw-Hill, 1959.

Apêndice A

Sistemas Domésticos de Refrigeração

A refrigeração é um processo de resfriamento ou congelamento que pode ser promovido de diferentes maneiras dependendo de seu princípio de funcionamento. A compressão a vapor é o tipo de refrigeração mais amplamente difundido nos sistemas domésticos atuais e normalmente emprega compressores herméticos com motores de indução monofásicos sem qualquer forma de variação de velocidade. Neste apêndice serão apresentados os principais tipos de sistemas de refrigeração, bem como, alguns tipos compressores, motores e componentes elétricos utilizados atualmente para este propósito.

A.1. Tipos de Sistemas de Refrigeração

Em Costa (1982) são apresentados alguns tipos de sistemas de refrigeração os quais serão analisados brevemente a seguir. O sistema de refrigeração por compressão a vapor, devido a sua importância, será discutido mais detalhadamente no subitem A.2.

A.1.1 Refrigeração por Meio de Gases

O sistema de refrigeração por meio de gases é baseado no fato da compressão isentrópica de um gás acarretar em seu aquecimento e, de maneira análoga, sua expansão isentrópica implicar em seu resfriamento. Desta forma, o gás frigorífico deve ser comprimido até

atingir uma temperatura superior à temperatura do ambiente e então perder calor para o mesmo por meio de um dispositivo trocador de calor. Ao se expandir novamente até a pressão inicial, o gás atingirá uma temperatura inferior à temperatura ambiente e, assim, absorverá calor do meio refrigerado por meio de um segundo dispositivo trocador de calor. Este sistema, utilizando o ar como gás refrigerante, foi o primeiro processo de refrigeração mecânica utilizado industrialmente em 1850, no entanto, foi abandonado em 1860 e substituído pelos sistemas de refrigeração por compressão a vapor.

A.1.2 Refrigeração por Absorção

O sistema de refrigeração por absorção é baseado na propriedade de certos fluidos frigoríficos, como o NH3, serem absorvidos a frio por certos líquidos como por exemplo a água. Desta forma, seja um sistema formado por dois recipientes isolados, “A” e “B”, interligados em sua parte superior por um tubo inclinado. Retira-se então o ar do sistema e introduz-se no recipiente “A” uma mistura concentrada de água e NH3. Ao se aquecer o recipiente “A”, o NH3 da mistura se evapora e passa para o recipiente “B” que é então resfriado por meio de um dispositivo trocador de calor. Cessando-se o aquecimento do recipiente “A”, a solução de NH3 do recipiente “B” se vaporiza e é absorvida novamente pela água, pobre em NH3, contida no recipiente “A”. Esta vaporização do NH3 produz então um abaixamento de temperatura no recipiente “B” promovendo, portanto, o efeito frigorífico.

A.1.3 Refrigeração por Adsorção

O próximo sistema a ser descrito é a refrigeração por adsorção. Entende-se por adsorção o fenômeno pelo qual vapores de determinados fluidos são retidos na superfície de determinados sólidos chamados adsorventes. O sistema é formado por um reator, onde se encontra o adsorvente, por exemplo sílica gel ou carvão ativado, o fluído refrigerante, por exemplo metanol, um evaporador e um condensador interligados por tubos. Inicialmente o adsorvente deve se encontrar saturado pelo refrigerante. Atingida tal condição, fornece-se calor ao reator promovendo a liberação do refrigerante em forma de vapor devido ao aumento da temperatura no adsorvente. O vapor é então levado ao condensador onde perde calor e, devido à elevada pressão, passa para o estado líquido. Este líquido cai por ação da força da gravidade até o evaporador permanecendo aí até que se interrompa o fornecimento de calor ao reator. Esta interrupção promove a diminuição da pressão do sistema levando à evaporação do refrigerante e consequentemente à obtenção da ação frigorífica.

A.1.4 Refrigeração Termoelétrica

Em 1834, Peltier observou que ao unir dois condutores de mesmo material a um terceiro condutor de material diferente disposto entre eles e ao fazer circular uma corrente contínua através destes condutores acorria o resfriamento de uma das junções e o aquecimento da outra. Este fenômeno ficou então conhecido como efeito peltier. No entanto, devido à elevada condutividade térmica dos metais, a eficiência do sistema era muito baixa uma vez que o calor gerado em uma das

junções era transmitido para a outra por condução. Os materiais que apresentavam baixa condutividade elétrica também se apresentavam inadequados devido às perdas por efeito joule. Assim, somente após o advento dos semicondutores, cujo poder termoelétrico é superior ao dos metais, e cujas propriedades, como condutividade térmica e elétrica, são intermediárias às dos condutores e dos isolantes é que este tipo de sistema apresentou alguma aplicação comercial.

A.2. Refrigeração por Compressão a Vapor

Segundo Stoecker e Jones (1985) o sistema de refrigeração a vapor é o mais utilizado na prática e, portanto, será apresentado mais detalhadamente que os sistemas apresentados no subitem A.1.

A Figura A.1 mostra um típico sistema de refrigeração doméstica por compressão a vapor. Os componentes fundamentais deste sistema, bem como suas respectivas funções, são descritos por Dossat (1961) e serão apresentados a seguir. A linha de descarga é responsável por transportar o fluído refrigerante à alta pressão e temperatura da descarga do compressor até a entrada do condensador. O condensador promove a troca de calor entre o fluido refrigerante e o meio externo. O filtro secador absorve qualquer umidade que esteja presente no sistema e/ou no fluido refrigerante durante o processo de fabricação do refrigerador. O tubo capilar é o dispositivo de expansão mais simples possível, este é composto por um tubo de pequeno diâmetro e grande comprimento cuja função é controlar a passagem do refrigerante e reduzir a pressão do líquido entregue ao evaporador. Além do tubo capilar existem outros dispositivos mais sofisticados que desempenham esta função como as válvulas de expansão, no entanto, estas são raramente utilizadas nos sistemas

domésticos de refrigeração devido ao seu maior custo além da necessidade do uso de um tanque de líquido. O evaporador realiza a troca de calor do meio refrigerado com o fluído refrigerante. O acumulador, parte integrante do evaporador, tem a função é reter partículas líquidas do fluido refrigerante impedido que estas sejam conduzidas diretamente ao compressor. A linha de sucção transporta o refrigerante à baixa pressão do evaporador até a entrada de sucção do compressor. O compressor é responsável por transportar o refrigerante da sucção para a descarga elevando sua pressão e temperatura a níveis que possa ser condensado ao percorrer o condensador.

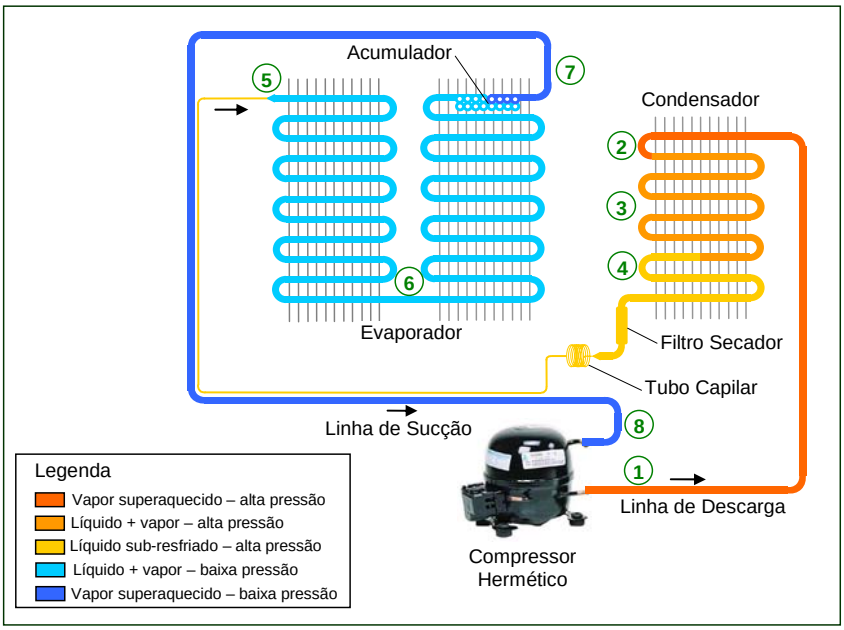

Figura A.1 - Circuito de Refrigeração

Desta forma, Dossat (1961) divide o sistema em duas partes: a primeira, chamada de lado de baixa pressão, é composta pelo tubo capilar, o evaporador e a linha de sucção; a segunda, chamada de lado de alta pressão, é composta pelos demais componentes. O compressor foi classificado como pertencente o lado de alta pressão, no entanto, somente a parte do cilindro do mesmo é que está submetida a esta pressão. Os demais componentes do compressor hermético estão conectados ao lado de baixa pressão.

Para entender o funcionamento deste sistema é necessário inicialmente conhecer alguns conceitos. Costa (1982) define superaquecimento como sendo a elevação da temperatura do refrigerante após a sua vaporização e sub-resfriamento como o abaixamento de temperatura do mesmo após a sua condensação.

A Figura A.2 mostra o diagrama pressão-entalpia para um fluído refrigerante hipotético no qual foi sobreposto um ciclo de refrigeração.

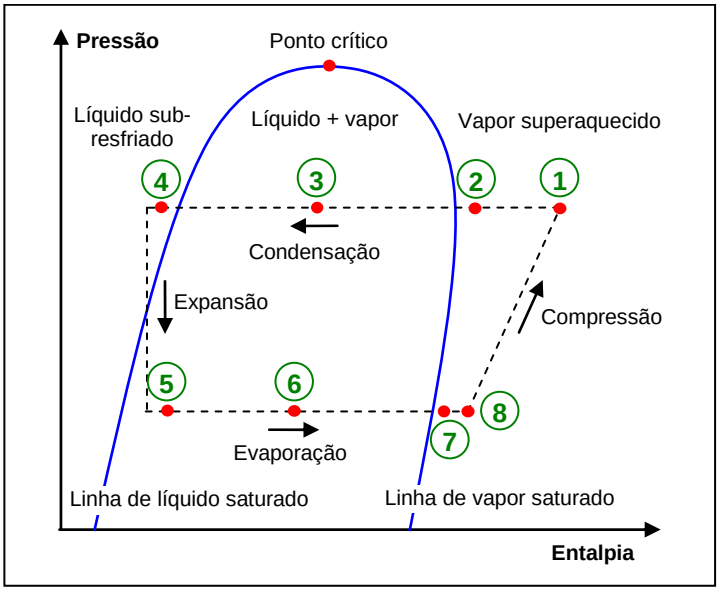

Figura A.2 - Diagrama pressão-entalpia e ciclo de refrigeração

No ponto 1, o refrigerante acaba de ser comprimido e se encontra na forma de vapor superaquecido a alta pressão e temperatura. Ao entrar no condensador, este perde calor, passa pelo ponto 2 até atingir a linha de vapor saturado. Nesta condição o refrigerante ainda está totalmente na forma de vapor, no entanto, na iminência de iniciar o processo de condensação. Continuando a perder calor, inicia-se a condensação do refrigerante chegando ao ponto 3 onde existe uma mistura de liquido e vapor dentro do condensador. Ao passar pela linha de líquido saturado o refrigerante está totalmente no estado líquido e ao continuar a perder calor passa para a condição de líquido

sub-resfriado indicada pelo ponto 4. O silo de líquido na porção inferior do condensador é importante para garantir que somente refrigerante neste estado físico chegue ao tubo capilar. Ao passar pelo capilar e encontrar uma região de baixa pressão formada pelo evaporador, o refrigerante se expande chegando ao ponto 5. Ao iniciar o processo de evaporação, o refrigerante absorve calor no evaporador e passa novamente a ser uma mistura de líquido e vapor, no entanto, a baixa pressão conforme mostrado no ponto 6. No final do evaporador, o refrigerante cruza novamente a linha de vapor saturado e chega ao ponto 7 na forma de vapor superaquecido a baixa pressão. Até a entrada de sucção do compressor o refrigerante ainda ganha mais calor atingindo o ponto 8. No compressor o refrigerante é bombeado voltando ao ponto 1 onde o ciclo volta a se repetir.

Na Figura A.1, pode-se notar que o capilar se encontra próximo à linha de sucção, no entanto, na prática este se encontra colado, soldado ou até mesmo a percorre por dentro. Isto promove a transferência de calor entre eles evitando assim, o surgimento de bolhas de vapor no interior do capilar o que prejudica a passagem do fluido refrigerante.

A.3. Compressores

Existem diferentes formas de se promover a compressão de um gás. Na Figura A.3 estão apresentados os principais tipos de compressores agrupados por famílias.

Nos compressores de deslocamento positivo, o gás é confinado em uma câmara cujo volume é fisicamente reduzido por meio de um elemento de compressão resultando num aumento de pressão. Nos dinâmicos não existem

elementos de compressão, esta é feita pela ação da força centrífuga sobre o gás através de um elemento rotacional girando em alta velocidade.

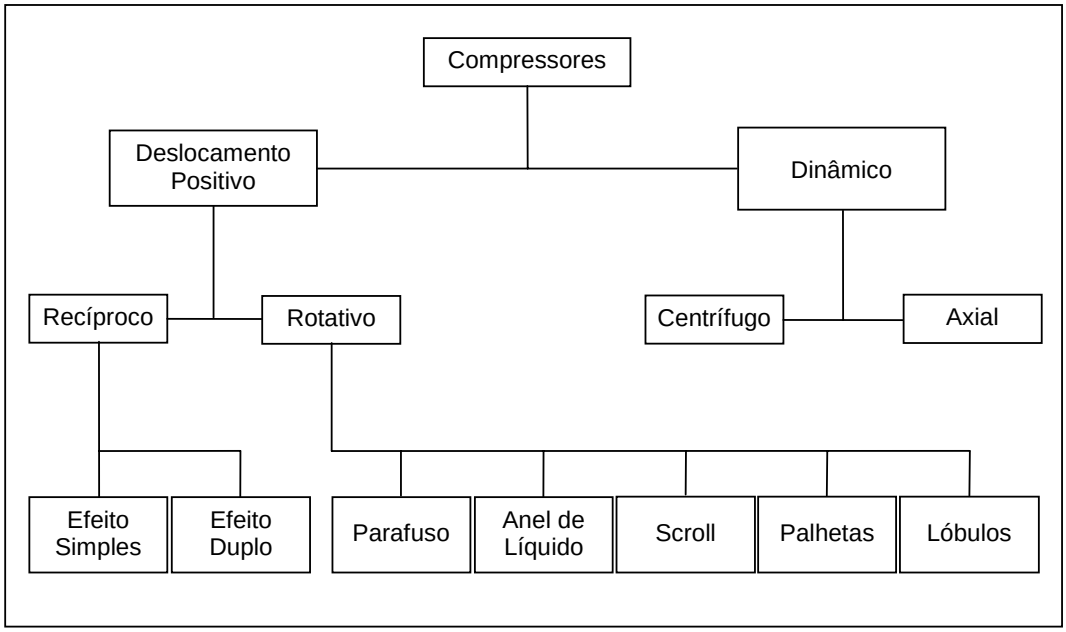

Figura A.3 - Principais tipos de compressores
Fonte: Compressed Air Challenge e U.S. Department of Energy (2003).

Segundo Dossat (1961), os compressores mais amplamente utilizados em sistemas de refrigeração são os compressores recíprocos, desta forma, não será apresentado o princípio de funcionamento de cada um dos outros tipos de compressores. Particularmente será estudado apenas o compressor recíproco de efeito simples que é o mais empregado nos sistemas domésticos de refrigeração.

Os compressores também podem ser classificados quanto ao seu tipo de carcaça, ou seja, podem ser herméticos, semi-herméticos ou abertos. Nos herméticos o motor e os demais componentes mecânicos do compressor ficam alojados numa carcaça soldada cujas interfaces com o meio externo são apenas a saída de descarga, a entrada de sucção e o terminal hermético que faz o contato elétrico com o motor. Os semi-herméticos são análogos aos herméticos, porém, tem-se acesso ao interior do compressor para manutenção.

Nos abertos, o motor é colocado externamente à carcaça do compressor e o movimento é transmitido à bomba pelo eixo através de uma junta de vedação. Conforme Dossat (1961) quase a totalidade das aplicações domésticas utilizam compressores herméticos, portanto, este será o tipo de compressor abordado neste trabalho.

Costa (1984) apresenta os componentes fundamentais dos compressores recíprocos os quais são descritos a seguir: o receptor cilíndrico onde se desloca o pistão em movimento retilíneo e alternativo, o pistão responsável pela compressão do gás e as válvulas (sucção e descarga) que controlam a entrada e saída dos gases no interior do cilindro. Para a conversão do movimento rotativo proveniente do motor em movimento alternativo utiliza-se um sistema de transmissão mecânica do tipo biela-manivela, composto por um eixo excêntrico destinado a conversão de movimento propriamente dita e pela biela responsável pela ligação entre o eixo e o pistão.

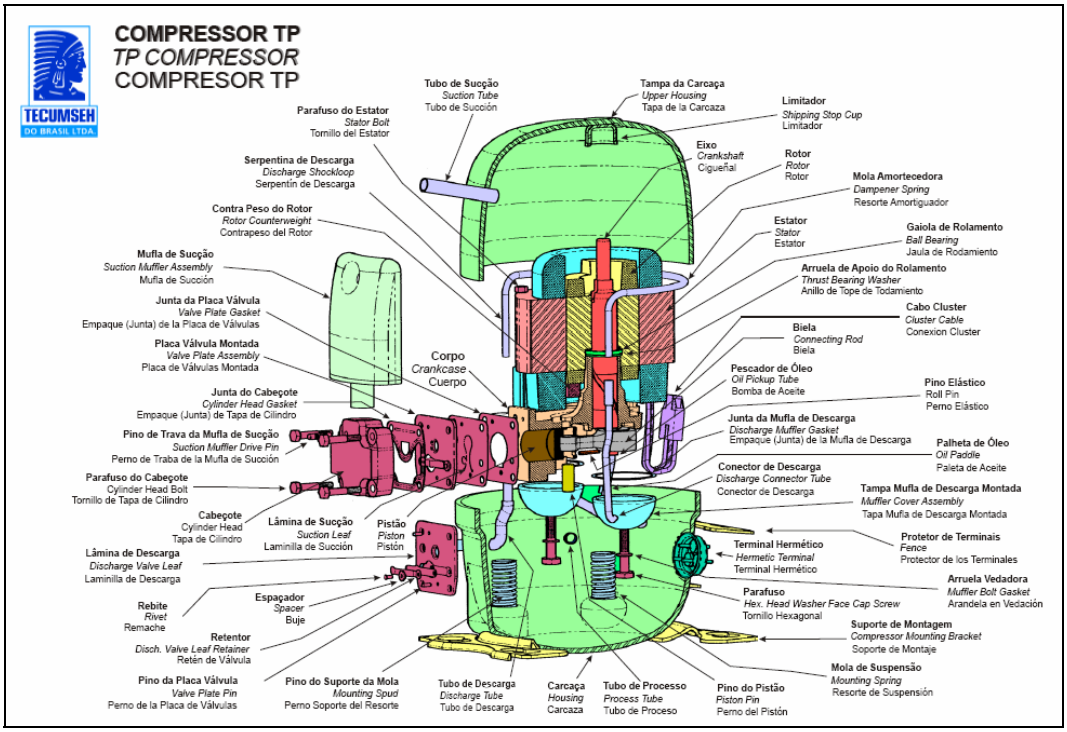

Figura A.4 - Vista explodida de um compressor hermético alternativo
Fonte: Cortesia da Tecumseh do Brasil Ltda.

A Figura A.4 mostra os componentes internos de um compressor hermético recíproco ou alternativo no qual pode-se destacar a presença de alguns componentes principais como: o corpo que constitui o cilindro ou receptor cilíndrico, o pistão, a biela e o eixo como apresentado anteriormente, as lâminas de sucção e descarga que, juntamente com a placa válvula, exercem a função de válvulas, o motor elétrico que será apresentado no próximo subitem, o terminal hermético que faz a interface elétrica entre os ambientes externo e interno, as muflas que promovem o controle do ruído acústico, o pescador de óleo responsável pela lubrificação das partes mecânicas e a carcaça que isola hermeticamente todo o conjunto.

A.4. Motores Elétricos

Segundo Rasmussen e Ritchie (1997), os compressores aplicados a sistemas domésticos de refrigeração normalmente utilizam motores de indução monofásicos. Dossat (1961) também destaca o uso dos motores de indução (monofásicos e trifásicos) no acionamento de compressores para a indústria de refrigeração. Como o objetivo deste trabalho está focado somente nas aplicações domésticas, serão analisados a seguir somente os motores de indução monofásicos, bem como, suas diferentes topologias de acionamento e sistemas de proteção.

Conforme Veinott e Martin (1986), os motores de indução monofásicos, diferentemente dos motores polifásicos, não possuem campo magnético girante com o rotor parado, portanto, não há produção de torque eletromagnético nesta condição. Assim, torna-se necessário o emprego de um dispositivo de partida o qual pode ser conectado de diferentes formas a um segundo enrolamento, conhecido como enrolamento auxiliar ou de partida,

deslocado espacialmente de 90º em relação ao enrolamento principal ou de marcha.

Dependendo da maneira como esses enrolamentos são ligados e dos componentes elétricos que serão utilizados, os motores monofásicos podem ser classificados em cinco formas principais como será apresentado nos próximos subitens. Na Figura A.5 a seguir está representado um motor monofásico com rotor tipo gaiola de esquilo.

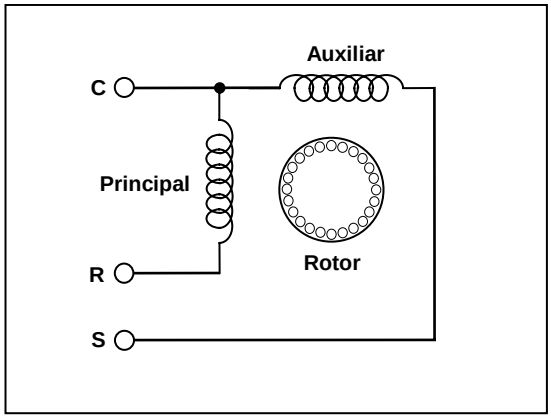

Figura A.5 - Representação do motor monofásico

A.4.1 Motor de fase dividida

Nos motores de fase dividida, o enrolamento auxiliar tem uma maior relação entre resistência e reatância que o enrolamento principal, ou seja, como os enrolamentos são diferentes, tanto no número de espiras quanto na área dos condutores, quando estes são conectados em paralelo durante a partida do motor, ocorre o efeito conhecido como fase dividida que provoca um toque de partida no motor. Este efeito surge devido exatamente a esta diferença entre os enrolamentos uma vez que as correntes que circulam pelos mesmos ficam defasadas no tempo na ordem de 20º a 30º resultando, assim, num campo magnético girante e consequentemente na produção do torque.

Após a partida, o enrolamento auxiliar deve ser desconectado do circuito devido ao fato deste reduzir a eficiência do motor de fase dividida na rotação nominal além de atingir níveis de temperatura elevados que comprometem a isolação da máquina. Portanto, um dispositivo auxiliar deve ser utilizado neste tipo de motor para promover a comutação do enrolamento auxiliar durante a partida do motor e depois desconecta-lo do circuito quando este atingir uma rotação de aproximadamente 75 a 80% da nominal. Um destes dispositivos é conhecido como relé de corrente ou relé operado por corrente e pode ser visto na Figura A.6.

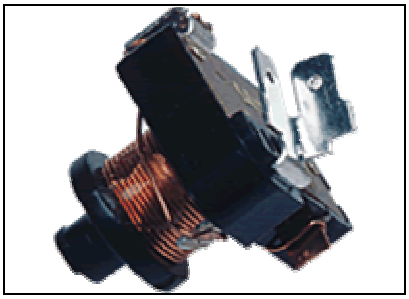

Figura A.6 - Relé de corrente
Fonte: http://www.tecumseh.com.br

Este relé possui contatos tipo normalmente abertos e é constituído por um solenóide, que fica ligado em série com o enrolamento principal do motor, e um conjunto de contatos elétricos acoplados a uma armadura móvel responsáveis pelo acionamento do enrolamento auxiliar. O acionamento é feito pela ação da força magnética entre o solenóide e a armadura decorrente da expressiva corrente de partida do motor. Após a partida, a corrente do motor decresce drasticamente e o relé então desconecta o enrolamento auxiliar pela ação da força da gravidade.

Um dispositivo com a mesma função do relé de corrente, porém sem partes móveis, é o relé PTC. Este é ligado em série com o

enrolamento auxiliar do motor e é formado por uma pastilha semicondutora com coeficiente positivo de temperatura que permite a passagem de corrente elétrica por este enrolamento durante a partida e praticamente interrompe a corrente que flui por ele após seu aquecimento devido a sua elevada resistência elétrica. Uma corrente residual ainda circula por este dispositivo apenas para mantê-lo aquecido e consequentemente o enrolamento auxiliar sem influência sobre o motor. Na Figura A.7 está mostrado um relé PTC utilizado em compressores para refrigeração doméstica.

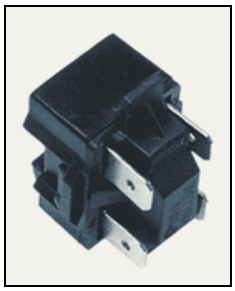

Figura A.7 - Relé PTC
Fonte: http://www.tecumseh.com.br

A.4.2 Motor de capacitor de partida

Segundo Veinott e Martin (1986) os motores de capacitor de partida são empregados em aplicações que requerem elevados torques de partida. A configuração deste tipo de motor é similar a do motor de fase dividida exceto pela adição de um capacitor eletrolítico em série com o enrolamento auxiliar e o dispositivo de partida. Com a adição deste novo elemento ao circuito, consegue-se aumentar a defasagem entre a corrente do enrolamento principal e do auxiliar para valores da ordem de 80º a 90º elétricos, o que obviamente aumenta consideravelmente o torque de partida do motor em relação ao motor de fase dividida.

De maneira análoga a anterior, o enrolamento auxiliar do motor de capacitor de partida deve ser desconectado do circuito pelas mesmas razões já mencionadas no motor de fase dividida, portanto, deve-se utilizar ou um relé de corrente ou um relé PTC para este propósito.

A.4.3 Motor de capacitor permanente

O motor de capacitor permanente possui algumas características distintas em relação aos demais tipos de motores analisados anteriormente. A adição de um capacitor permanente em série com o enrolamento principal eleva a eficiência energética, melhora o fator de potência, reduz o ruído do motor, além de outras vantagens. Veinott e Martin (1986) apresentam as razões que explicam esta melhora no comportamento deste tipo de motor. A introdução deste componente ligado durante todo o funcionamento do motor promove a defasagem no tempo entre as correntes do enrolamento principal e do auxiliar em aproximadamente 90º para uma determinada carga específica caso este capacitor seja escolhido de maneira adequada. Portanto, o comportamento desse motor se aproxima ao do motor bifásico, uma vez que se têm duas fases deslocadas 90º no tempo e no espaço resultando num campo magnético girante no estator.

Este tipo de motor não requer dispositivos de partida uma vez que seu enrolamento auxiliar fica permanentemente ligado ao circuito, no entanto, seu torque de partida é consideravelmente menor que o torque de partida desenvolvido pelos demais tipos de motores apresentados neste capítulo. Este fato restringe bastante a gama de aplicações para este tipo de motor.

A.4.4 Motor com dois capacitores

Este motor reúne as características de partida do motor de capacitor de partida com os níveis de eficiência do motor de capacitor permanente. Portanto, este tipo de motor emprega os dois tipos de capacitores além de um dispositivo de partida para desconexão do capacitor de partida durante o funcionamento normal. O diagrama elétrico típico de para este caso pode ser visto na Figura A.8.

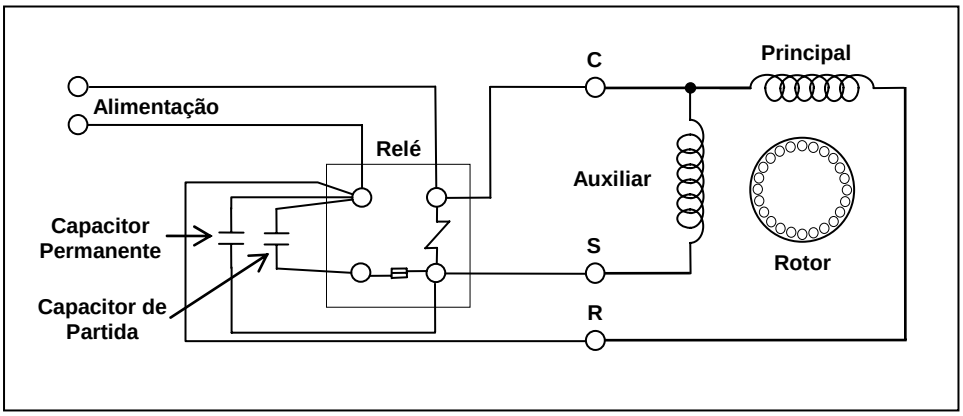

Figura A.8 - Diagrama elétrico do motor monofásico com dois capacitores

O dispositivo de partida utilizado neste circuito é o relé de potencial ou relé operado por tensão. Este relé possui contatos do tipo normalmente fechado os quais estão ligados em série com o capacitor de partida. A bobina do relé fica conectada em paralelo com o enrolamento auxiliar do motor de modo que o acionamento do relé apenas ocorra quando a tensão neste enrolamento ultrapassar um determinado valor de tensão. Desta forma, na partida do motor, os dois capacitores ficam conectados em paralelo e ambos em série com o enrolamento auxiliar. Depois de atingida uma determinada rotação, a tensão na bobina do relé fica suficientemente elevada para acionar o relé e desconectar o capacitor de partida do circuito, assim, a bobina auxiliar fica conectada apenas via

capacitor permanente ficando o circuito operando como um motor de capacitor permanente. Após o acionamento do relé, a própria tensão induzida no enrolamento auxiliar é suficiente para manter esta condição durante o funcionamento normal do motor. Na Figura A.9 está mostrado um relé de potencial comumente utilizado em sistemas de refrigeração.

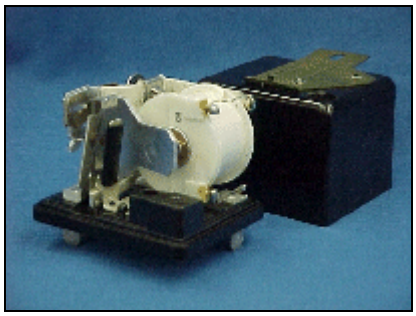

Figura A.9 - Relé de potencial
Fonte: http://www.geindustrial.com

A.4.5 Motor de fase dividida com capacitor permanente

Segundo Veinott e Martin (1986), o motor de fase dividida com capacitor permanente reúne as características de partida do motor de fase dividida com as características de funcionamento do motor de capacitor permanente. Desta forma, o circuito básico de funcionamento deste motor é o mesmo do motor de fase dividida adicionando-se um capacitor permanente em paralelo com o dispositivo de partida. No entanto, a utilização de um relé de corrente eletromecânico é desaconselhada para esta aplicação uma vez que os contatos deste componente irão dissipar toda a energia contida no capacitor permanente no instante da partida do motor. Isto poderia resultar no colamento destes contatos e consequentemente numa falha no sistema de partida do motor. Portanto, o relé PTC é o de dispositivo de partida mais indicado para este tipo motor, pois além de não possuir contatos para chaveamento, possui baixa

resistência elétrica inicial o que impede que ocorra uma carga significativa de energia no capacitor imediatamente antes a partida do motor.

A.4.6 Sistemas de proteção

Segundo Veinott e Martin (1986), o sistema de proteção térmica mais amplamente utilizado para os motores monofásicos de potência fracionária é o protetor térmico de disco bi-metálico. Este dispositivo fica ligado em série com o terminal comum do motor e interrompe a corrente que circula por ele caso ocorra alguma condição que possa resultar no derretimento de suas isolações. Na Figura A.10 estão mostrados os dispositivos de proteção mais utilizados nos sistemas domésticos de refrigeração. Estes protetores são fisicamente posicionados junto à carcaça dos compressores herméticos pelo seu lado externo.

Figura A.10 - Protetores térmicos bi-metálicos
Fonte: http://www.tecumseh.com.br

Basicamente para os sistemas de refrigeração doméstica é utilizado o protetor térmico de rearme automático, identificados com a letra “T” na Figura A.10. Este dispositivo é constituído por um disco bi-metálico no qual é feita uma concavidade no lado do metal com maior

coeficiente de dilatação térmica de modo que este possa inverter o lado da concavidade após ultrapassar uma determinada temperatura. Neste disco é então soldado um par de contatos, os quais ficam alinhados com um segundo par de contatos acoplados a base do protetor. Em série com o disco ainda fica conectada uma resistência cuja função é fornecer calor ao mesmo. Na Figura A.11 está representada a configuração interna deste tipo de protetor.

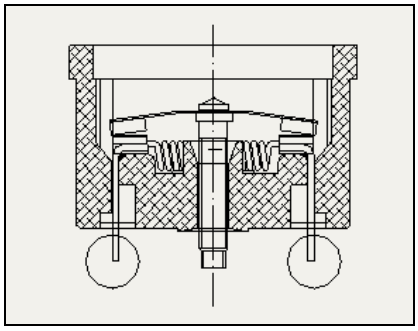

Figura A.11 - Vista em corte do protetor bi-metálico
Fonte: http://www.tecumseh.com.br

No centro do disco se encontra um parafuso para o ajuste fino de sua curvatura para se promover a calibragem da temperatura de abertura do protetor.

Desta forma, este protetor pode operar em duas condições distintas: primeiro na condição de rotor bloqueado e a segunda na condição de funcionamento. Na primeira, o protetor atua somente por corrente, ou seja, exclusivamente pelo calor gerado por efeito joule em sua resistência interna somado ao calor gerado na resistência intrínseca do disco. Na segunda, o protetor atua por temperatura e por corrente, ou seja, o disco recebe além do calor gerado pelas resistências intrínseca e interna, também o calor gerado pelo motor que é transmitido pela carcaça do compressor. Logo, caso ocorra uma condição de superaquecimento do

motor, porém, com níveis de corrente inferiores a corrente de rotor bloqueado, o protetor também deverá atuar evitando a queima do motor.

Portanto, este protetor deve ser dimensionado para atuar em condições anormais, como por exemplo, rotor bloqueado, sub-tensão e sobrecarga e não atuar dentro das condições normais de funcionamento estabelecidas no projeto do compressor.