

Fernando Pegoraro Silva

**Estudo de Técnica de Determinação de Posição  
Inicial de Rotor em Máquinas Síncronas de Ímã  
Permanente com Controle Sensorless**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica

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

São Carlos  
2012

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

S586e Silva, Fernando Pegoraro  
Estudo de técnica de determinação de posição inicial  
de rotor em máquinas síncronas de ímã permanente com  
controle *sensorless*. / Fernando Pegoraro Silva ;  
orientador Manoel Luís de Aguiar. São Carlos, 2012.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas  
Dinâmicos)-- Escola de Engenharia de São Carlos da  
Universidade de São Paulo, 2012.

1. Acionamento de máquinas elétricas. 2. Posição  
inicial do rotor. 3. *Sensorless*. 4. Motores síncronos. 5.  
Ímã permanente. I. Título.

## FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **FERNANDO PEGORARO SILVA**.

Título da dissertação: "Estudo de técnica de determinação de posição inicial de rotor em máquinas síncronas de ímã permanente com controle *Sensorless*".

Data da defesa: 20/04/2012

### Comissão Julgadora:

### Resultado:

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar (Orientador)**  
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Azauri Albano de Oliveira Júnior**  
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Fábio Lima**  
(Centro Universitário da FEI)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:  
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:  
Prof. Associado **Paulo Cesar Lima Segantine**

## *Dedicatória*

---

Dedico este trabalho à minha esposa Aline e ao meu filho Samuel.

”Se, a princípio, a idéia não é absurda, então não há esperança para ela.”

*Albert Einstein*

## *Agradecimentos*

---

Gostaria de primeiramente expressar meus agradecimentos ao colega e Professor Dr. Manoel Luís de Aguiar pela orientação e apoio na realização deste trabalho.

Fico agradecido também pelas importantes revisões e sugestões dos professores Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, Dr. Azauri Albano de Oliveira Junior e Dr. Fábio Lima.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, com destaque ao professor Evandro Luís Linhari Rodrigues pelos primeiros ensinamentos científicos durante minha iniciação científica.

À Whirlpool S.A. e sua equipe de colaboradores que concederam tempo e recurso de laboratório para que este trabalho fosse realizado. Em especial em agradecimento aos colegas: Fabio Eduardo Rosa, Raimundo Rengel Jr, Biao He, Qiang Mei, Young-Joo Lee, Marcelo Campos Silva, Marcelo Andrade Dias, Horácio B. Polli, Luiz H. Stival e André Petronilho.

À minha esposa Aline M. Scatolini Silva pelo apoio familiar, pelas revisões ortográficas e pelo companheirismo ao longo de todo este período.

Aos meus pais, pelo apoio familiar e educação.

Enfim, à todos aqueles ainda não citados que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

# Sumário

<b>Resumo</b>	<b>ix</b>
<b>Abstract</b>	<b>xi</b>
<b>Publicação</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas</b>	<b>xxi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxiii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Organização do trabalho . . . . .	4
<b>2 Modelagem de Máquina de Ímã Permanente</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução . . . . .	7
2.2 Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes . . . . .	8
2.2.1 Definições . . . . .	10
2.2.2 Especificações de máquinas . . . . .	13
2.2.3 Configurações de rotor . . . . .	14
2.3 Modelo de máquina síncrona de ímã permanente . . . . .	15
2.3.1 Diagrama Vetorial . . . . .	20
2.3.2 Diagrama de círculos . . . . .	22
<b>3 Revisão de métodos de determinação de posição rotórica</b>	<b>27</b>
3.1 Introdução . . . . .	27

---

3.2	Revisão dos métodos . . . . .	28
3.3	Determinação de posição rotórica pela injeção de pulsos . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Proposta de trabalho de investigação de algoritmo de determinação de posição de rotor em máquinas de ímã permanente</b>	<b>37</b>
4.1	Introdução . . . . .	37
4.2	O processo de modulação para geração de pulsos . . . . .	39
4.3	O processo de determinação de posição inicial . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Simulações</b>	<b>55</b>
<b>6</b>	<b>Implementação e Resultados</b>	<b>67</b>
6.1	O Sistema Real Embarcado . . . . .	67
6.1.1	O Processador . . . . .	67
6.1.2	Ponte IGBT . . . . .	68
6.1.3	O Sistema de Teste Completo . . . . .	69
6.1.4	O Encoder . . . . .	70
6.2	Resultados . . . . .	71
6.2.1	Análise das indutâncias e efeitos de saturação . . . . .	71
6.2.2	Caracterização dos pulsos . . . . .	78
6.2.3	Execução do algoritmo de determinação de posição de rotor . . . . .	81
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>93</b>
<b>A</b>	<b>Matemática de Ponto Fixo</b>	<b>97</b>
A.1	Representação em ponto fixo e matemática fracionária . . . . .	97
A.2	Representação em Ponto Fixo . . . . .	98
A.3	Faixa dinâmica de um número em ponto fixo (parte inteira) . . . . .	99
A.4	Resolução - parte fracionária . . . . .	99
A.5	Resolução e Faixa Dinâmica . . . . .	100
A.6	Escalonamento e operações com números de ponto fixo . . . . .	101
A.7	Operações com números de ponto fixo . . . . .	102
A.7.1	Adição e Subtração . . . . .	102
A.7.2	Multiplicação . . . . .	103
<b>B</b>	<b>Modelagem de perdas do IGBT</b>	<b>105</b>

**Referências Bibliográficas**

**111**



# Resumo

Este trabalho tem por objetivo estudar e avaliar uma técnica de determinação de posição inicial de rotor em máquinas síncronas de ímã permanente de superfície.

A técnica de determinação de posição inicial é baseada na aplicação de pulsos ao motor. É proposto também um algoritmo de ajuste automático desses pulsos de forma a criar um mecanismo genérico de determinação de posição inicial de ângulo de rotor para o tipo de máquina em estudo.

Simulações são realizadas de forma a garantir funcionamento correto do algoritmo que foi implementado em código C com matemática de ponto fixo.

A implementação foi realizada utilizando-se um microcontrolador comercial de baixo custo que não possui *hardware* para aritmética de ponto flutuante.

Um descritivo detalhado da implementação, do sistema de testes e resultados são apresentados ao longo do texto.

**Palavras-chave:** Posição inicial de rotor; *Sensorless*; Motores síncronos; Ímã permanente.



# Abstract

*This work aims the study and evaluation of a rotor initial angle estimation technique in surface mounted permanent magnet synchronous machine.*

*The technique of the rotor initial angle estimation is based on pulse injection to the motor. It is also proposed in this work an automatic pulse adjustment algorithm in order to create a generic mechanism to estimate rotor initial angle for the machine type under study.*

*Simulations are performed in order to ensure the proper functionality of the algorithm which was implemented in C code with fixed point mathematics.*

*The implementation was performed using a comercial low cost microcontroller which does not have floating point arithmetic capability.*

*A detailed description of the implementation, test system and results are presented in this text.*

**Keywords:** *Rotor initial angle; Sensorless; Synchronous motors; Permanent Magnet.*



# Publicação

1. F. P. Silva, M. L. de Aguiar (2012). Avaliação de técnica de determinação de posição inicial de rotor em máquinas síncronas de ímã permanente de superfície com controle *sensorless*. *XIX Congresso Brasileiro de Automática*.



# Lista de Figuras

FIGURA 1.1	Diagrama de blocos de um controle do tipo <i>sensorless</i> em máquinas síncronas de ímã permanente (fonte: (BOJOI , 2011)). . . . .	3
FIGURA 2.1	Componentes de máquina síncrona de ímã permanente [fonte: (NASAR , 1993)]. . . . .	11
FIGURA 2.2	Rotor para motores síncronos com (a) ímãs de superfície; (b) e (c) com ímãs de interior [fonte: (NASAR , 1993)]. . . . .	15
FIGURA 2.3	Máquina síncrona de ímã permanente de superfície. . . . .	16
FIGURA 2.4	Diagrama de vetores da máquina MSIP e circuito equivalente. . . . .	21
FIGURA 2.5	Diagrama de vetores sem efeito da resistência. Corrente e tensão expressos em coordenadas $dq$ . Primeiro diagrama com corrente $d$ de magnetização e segundo diagrama com corrente $d$ de desmagnetização. . . . .	22
FIGURA 2.6	Diagrama de círculo mostrando as limitações de corrente e tensão e os efeitos do aumento de velocidade. . . . .	25
FIGURA 3.1	Saturação do Estator. . . . .	32
FIGURA 3.2	Variação da indutância de estator ao longo de uma revolução elétrica. . . . .	34
FIGURA 4.1	Máquina Síncrona de Ímã de Permanente. . . . .	38
FIGURA 4.2	Representação dos vetores espaciais (ou estados) do inversor. . . . .	41
FIGURA 4.3	Processo de geração de pulsos com sinais de PWM. . . . .	44

---

FIGURA 4.4	Calibração e Avaliação Paramétrica. . . . .	47
FIGURA 4.5	Sistema de potência que inclui a ponte de transistores IGBT, ponte retificadora e motor. . . . .	48
FIGURA 4.6	Ilustração dos seis vetores de pulso e exemplo de aplicação de pulso. . . . .	49
FIGURA 4.7	Algoritmo para determinação da posição inicial de rotor. . . . .	51
FIGURA 5.1	Simulação no ambiente MATLAB/SIMULINK. . . . .	56
FIGURA 5.2	Modelo da Máquina Síncrona de Ímã Permanente - <i>SimPowerSystems</i> do MATLAB/SIMULINK. . . . .	57
FIGURA 5.3	Modelo do IGBT. . . . .	58
FIGURA 5.4	Sistema de Controle. . . . .	59
FIGURA 5.5	Excitação de tensão do processo de caracterização de pulsos. . . . .	61
FIGURA 5.6	Resposta de Corrente do Processo de Caracterização de Pulsos. . . . .	62
FIGURA 5.7	Resposta de Corrente do Algoritmo de Determinação de Posição Inicial. . . . .	63
FIGURA 5.8	Variação de Corrente em Função do Ângulo. . . . .	64
FIGURA 5.9	Variação de Corrente na Fase A em Função do Ângulo. . . . .	64
FIGURA 5.10	Resposta Simulada do Algoritmo de Determinação de Posição Inicial. . . . .	65
FIGURA 6.1	Ponte de transistores IGBT. . . . .	69
FIGURA 6.2	Sistema de Teste Completo. . . . .	69
FIGURA 6.3	Encoder incremental. . . . .	71
FIGURA 6.4	Montagem para medidas de variações de indutâncias do motor. . . . .	72
FIGURA 6.5	Pulsos utilizados para mapeamento das indutâncias. . . . .	73
FIGURA 6.6	Variação da indutância com corrente de fase (Pólo norte de rotor em fase com o vetor de pulso. . . . .	74
FIGURA 6.7	Variação da indutância com corrente de fase (Pólo norte de rotor a 90 graus do vetor de pulso. . . . .	75

---

FIGURA 6.8	Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 5.8A).	75
FIGURA 6.9	Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 3.5A).	76
FIGURA 6.10	Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 1.0A).	76
FIGURA 6.11	Variação da indutância de fase pela posição de rotor e pela intensidade da corrente de fase.	77
FIGURA 6.12	Montagem para testes de caracterização de pulso.	78
FIGURA 6.13	Formas de onda da etapa de caracterização dos pulsos.	79
FIGURA 6.14	Variação da indutância de fase versus corrente para diferentes níveis de tensão de barramento CA.	81
FIGURA 6.15	Variação da indutância de fase versus corrente (com e sem compensação de perdas do inversor).	82
FIGURA 6.16	Resposta de corrente para uma volta elétrica mostrando resposta de todos os pulsos aplicados.	83
FIGURA 6.17	Resposta da corrente na fase A para diferentes posições de rotor.	84
FIGURA 6.18	Resposta da corrente na fase B para diferentes posições de rotor.	84
FIGURA 6.19	Resposta da corrente na fase C para diferentes posições de rotor.	85
FIGURA 6.20	Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 100%.	86
FIGURA 6.21	Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 70%.	86
FIGURA 6.22	Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 20%.	87
FIGURA 6.23	Variação da resposta de corrente (barramento CA 100V, intensidade 100%)	87

FIGURA 6.24	Variação da resposta de corrente (barramento CA 120V, intensidade 100%) . . . . .	88
FIGURA 6.25	Variação da resposta de corrente (barramento CA 140V, intensidade 100%) . . . . .	88
FIGURA 6.26	Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 20%) . . . . .	89
FIGURA 6.27	Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 70%) . . . . .	89
FIGURA 6.28	Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 100%) . . . . .	90
FIGURA 6.29	Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 20%). . . . .	91
FIGURA 6.30	Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 70%). . . . .	91
FIGURA 6.31	Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 100%). . . . .	92
FIGURA B.1	Esquema elétrico da ponte de transistores IGBT . . . . .	105
FIGURA B.2	Braço da ponte IGBT . . . . .	108
FIGURA B.3	Quedas de tensão nos transistores e diodos . . . . .	108

## Lista de Tabelas

TABELA 4.1	Dados do motor síncrono de ímã de superfície. . . . .	38
TABELA 4.2	Sequência de aplicação de pulsos nas fases do motor. . . . .	50
TABELA 6.1	Dados do microcontrolador. . . . .	68
TABELA 6.2	Dados da ponte IGBT. . . . .	68
TABELA 6.3	Resultados da caracterização de pulsos. . . . .	81



## Lista de Abreviaturas e Siglas

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
DSP	Processador digital de sinais ( <i>Digital signal processor</i> )
FCEM	Força contra-eletromotriz
FMM	Força magnetomotriz
IGBT	Transistor bipolar de efeito de campo ( <i>Insulated gate bipolar transistor</i> )
MIT	Máquina de indução trifásica
PLL	Malha de captura de fase <i>Phase locked loop</i>
PM	Ímã permanente ( <i>Permanent Magnet</i> )
MSIP	Máquina síncrona de ímã permanente
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
SCR	Retificador de silício controlado ( <i>Silicon controlled rectifier</i> )
VCC	Tensão do barramento CC
SVPWM	Modulação PWM por vetores espaciais ( <i>Space Vector PWM</i> )



## Lista de Símbolos

$\beta$	Ângulo do vetor de corrente $I_s$ no sistema ortogonal dq, em rad.
$\delta$	Ângulo entre o vetor de tensão de estator $\bar{V}_s$ e o vetor de tensão $\bar{E}$ , em rad
$\gamma$	Ângulo entre o vetor de tensão da FCEM $\bar{E}$ e a corrente de estator $I_s$ , em rad
$\omega_r$	Velocidade do rotor, em rad/s elétrico.
$\bar{\Psi}_s$	Vetor de fluxo total de estator, em Wb.
$\bar{E}$	Vetor de tensão da força contra-eletromotriz, em Volts
$\bar{I}_s$	Vetor de corrente de estator, em Amperes
$\bar{i}_s$	Vetor de corrente de estator, em Amperes.
$\bar{u}_s$	Vetor de tensão de estator, em Volts.
$\phi$	Ângulo do fator de potência, em rad
$\Psi_{ds}$	Componente d do fluxo total de estator, em Wb
$\Psi_{qs}$	Componente q do fluxo total de estator, em Wb
$\Psi_m$	Magnitude de fluxo de rotor, em Wb.
$\tau$	Constante elétrica do estator.
$\theta$	Ângulo de rotor, em graus elétricos.
$\theta_r$	Posição do rotor, em rad elétrico.
$d$	Eixo direto do sistema ortogonal dq de referência.

$E_q$	Componente q da tensão da força contra-eletromotriz, em Volts.
$I_\alpha$	Componente ortogonal de corrente, alfa, em Amperes.
$I_\beta$	Componente ortogonal de corrente, beta, em Amperes.
$i_{ds}$	Componente d do vetor de corrente de estator, em Amperes
$i_{qs}$	Componente q do vetor de corrente de estator, em Amperes
$I_0$	Corrente de sequência zero do estator, em Amperes.
$I_a$	Corrente da fase a do estator, em Amperes.
$I_b$	Corrente da fase b do estator, em Amperes.
$I_c$	Corrente da fase c do estator, em Amperes.
$\bar{i}_s^r$	Vetor de corrente de estator no referencial de rotor, em Volts.
$L_{sl}$	Indutância de dispersão, em mH.
$L_d$	Indutância do eixo direto, em mH.
$L_m$	Indutância de magnetização, em mH.
$L_q$	Indutância do eixo de quadratura, em mH.
$L_s$	Indutância de fase de estator, em Ohms.
$P$	Número de pares de pólos do motor
$\bar{\Psi}_m^r$	Vetor de fluxo de rotor no referencial de rotor, em Wb.
$\bar{\Psi}_s^r$	Vetor de fluxo total de estator no referencial de rotor, em Wb
$q$	Eixo de quadratura do sistema ortogonal dq de referência.
$R_s$	Resistência de fase de estator, em Ohms.
$T_e$	Torque eletromagnético do motor, em Nm
$t_p$	Tempo de aplicação do pulso, em segundos.

---

$u_{ds}$	Componente d do vetor de tensão de estator.
$u_{qs}$	Componente q do vetor de tensão de estator.
$\bar{u}_s^r$	Vetor de tensão de estator no referencial de rotor, em Volts.
$V_a, V_1$	Tensão de fase a do estator, em Volts.
$V_b, V_2$	Tensão de fase b do estator, em Volts.
$V_c, V_3$	Tensão de fase c do estator, em Volts.
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC, em Volts.
$V_s$	Tensão de fase do estator, em Volts.
$X_s$	Reatância de estator, em Ohms.
$Z_s$	Impedância de fase de estator, em Ohm.
$v_a^{**}$	Tensão de referência da fase A com sequência zero (modo comum), em Volts.
$v_a^*$	Tensão de referência da fase A, em Volts.
$v_b^{**}$	Tensão de referência da fase B com sequência zero (modo comum), em Volts.
$v_b^*$	Tensão de referência da fase B, em Volts.
$v_c^{**}$	Tensão de referência da fase C com sequência zero (modo comum), em Volts.
$v_c^*$	Tensão de referência da fase C, em Volts.
$v_{sz}$	Tensão de modo comum ou sequência zero, em Volts.
$I_{inv}$	Amplitude do círculo de corrente do inversor, em Amperes.
$V_{inv}$	Amplitude do círculo de tensão do inversor, em Volts.



# Capítulo 1

## Introdução

Em máquinas síncronas, os requisitos de controle podem ser completamente preenchidos quando utilizam-se sensores de posição. A eliminação desses tipos de sensores, nos últimos tempos, passou a ser atrativa por questões de custo, qualidade e espaço. O custo desses dispositivos muitas vezes podem representar até metade do custo total de um sistema. O volume ocupado por esses sensores pode ser proibitivo para algumas aplicações. A eliminação desses dispositivos também ajudam na elevação da confiabilidade do sistema. Outros fatores como susceptibilidade a ruído e vibração e aumento de conexões do motor ao controlador também podem ser apontados como razões para retirada desses componentes do sistema (HAQUE , 2003).

Os métodos tradicionais de controle do tipo *sensorless* fazem uso do modelo matemático do motor, dos seus parâmetros, das tensões aplicadas no motor e das correntes desenvolvidas. Entretanto, a totalidade dessas grandezas está disponível, na maioria das vezes, apenas quando o motor está em movimento. Força contra-eletromotriz e correntes não estão presentes quando o motor está parado. Portanto, métodos alternativos para

determinação da posição de rotor são necessários para esta condição.

Diversos métodos de controle do tipo *sensorless* foram desenvolvidos para máquinas assíncronas e máquinas síncronas. Máquinas síncronas possuem requisitos cruciais para partida porque entregam torque máximo na velocidade síncrona apenas. A determinação de posição inicial evita movimentos randômicos na partida. Muitas vezes um vetor de tensão com magnitude constante e estático é aplicado nas fases do motor de forma a promover um alinhamento com um dos pólos do rotor. Este alinhamento, além de não ser garantido em toda faixa de carga, pode exigir um tempo de estabilização de movimento significativo. Quanto maior este tempo, maior é a contribuição para o aquecimento da máquina.

Muitos trabalhos foram desenvolvidos na determinação de posição inicial de rotor. Em geral, os métodos apresentados baseiam-se na saliência do motor. Um motor é dito como saliente quando apresentar indutâncias distintas ao longo dos eixos do modelo matemático do motor. Como a variação de indutância resulta em variação na resposta de corrente do motor (quando este for submetido a excitações), técnicas podem ser empregadas para analisar as indutâncias e respostas de corrente e determinar a posição inicial de rotor.

Alguns métodos desenvolvidos são encontrados na literatura e são apresentados neste trabalho. Muitos deles exigem custo computacional significativo quando comparado a requisitos de sistemas de baixo custo. Outros, apresentam custo computacional mais leve e mostram-se como potenciais em aplicações de baixo custo.

Um exemplo de controle do tipo *sensorless* que faz uso de métodos tradicionais de estimativa de posição de rotor combinado com método de determinação de posição inicial de rotor pode ser encontrado em BOJOI (2011). Um diagrama de blocos do controle

*sensorless* é apresentado na figura 1.1.

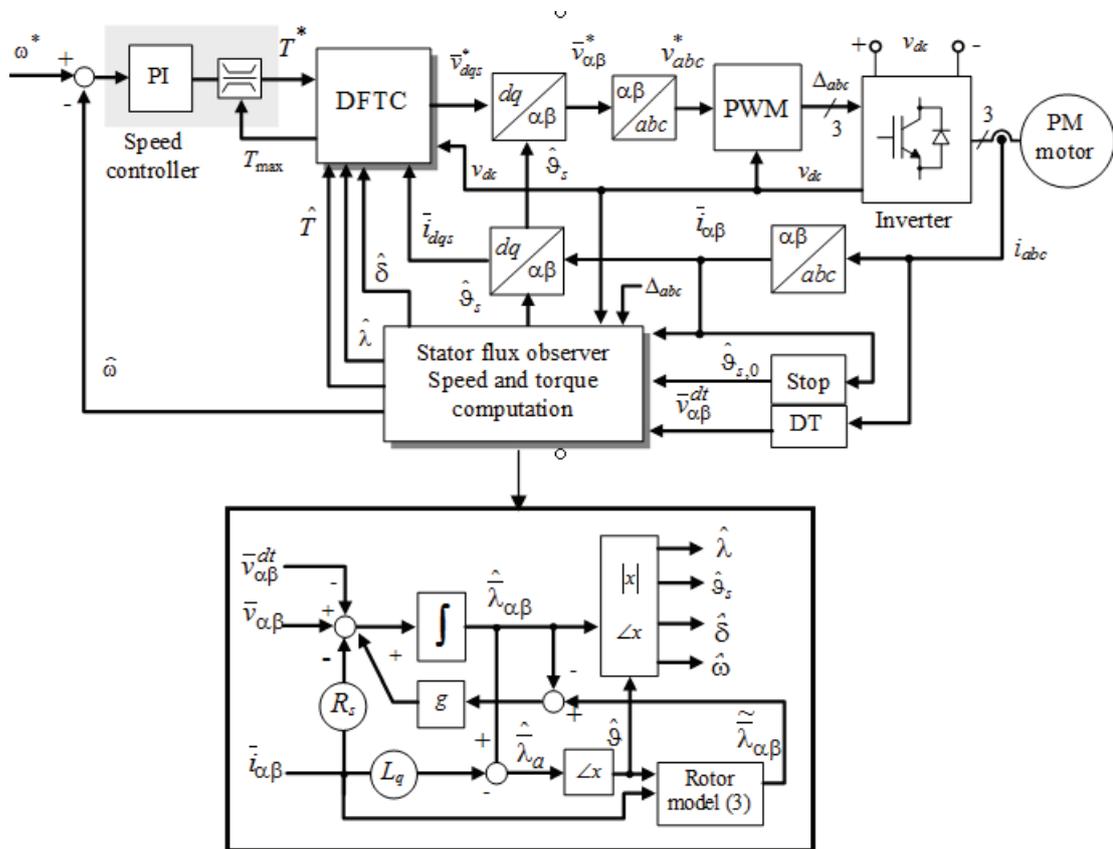


Figura 1.1: Diagrama de blocos de um controle do tipo *sensorless* em máquinas síncronas de ímã permanente (fonte: (BOJOI , 2011)).

A essência deste controle *sensorless* consiste na estimativa precisa do fluxo de estator. Estimativa essa em termos de amplitude e posição do vetor de fluxo de estator. O fluxo estimado de estator é obtido pela a integral de tensão de fluxo de estator mais um termo constante que representa a posição e amplitude inicial do fluxo de estator. A posição inicial de fluxo de estator coincide com a de fluxo de rotor quando o torque é nulo, BOJOI (2011). Portanto, a informação da posição inicial de rotor é utilizada para a inicialização da posição do fluxo de estator.

Neste trabalho será investigada uma técnica de determinação de posição inicial de rotor em máquina síncrona de ímã permanente. O propósito do trabalho é avaliar e

implementar a técnica em processador comercial. Simulações e resultados experimentais são apresentados.

## 1.1 Organização do trabalho

No capítulo 2 é realizada uma apresentação sobre máquinas síncronas de ímãs permanentes. Aspectos de configurações de rotor e estator são discutidos. Posteriormente apresenta-se a modelagem das máquinas síncronas de ímã permanente com os respectivos equacionamentos. Por último, apresentam-se diagramas vetoriais e de círculos para o entendimento da operação deste tipo de máquina.

No capítulo 3 é realizada uma revisão de alguns métodos de determinação de posição de rotor. Dois grupos de métodos são apresentados. Os que fazem a injeção de alta frequência, ou portadora, e os que fazem aplicação de pulsos. Um enfoque maior é dado no grupo de aplicação de pulsos apresentando alguns equacionamentos.

No capítulo 4 é feita a proposta de investigação de um algoritmo de determinação de posição inicial. Apresenta-se o motor em que o método será aplicado e os objetivos da investigação. Mostra-se também o processo de geração de pulsos. Por último, é feito um detalhamento do método de determinação de posição inicial que será investigado .

No capítulo 5 são apresentadas as simulações realizadas antes da implementação real. Todo o processo de determinação de posição inicial é simulado utilizando o algoritmo com equações em ponto fixo, ao invés de ponto flutuante. Apesar de não haver simulações dos efeitos de saturação do motor, o algoritmo foi simulado nos seus aspectos funcionais para avaliar a correta aplicação dos pulsos que devem produzir os resultados desejados.

Foram simuladas duas etapas do algoritmo: (1) caracterização do pulso a ser aplicado e (2) execução do algoritmo de determinação de posição inicial de rotor.

No capítulo 6 está a implementação real do algoritmo de determinação de posição inicial juntamente com os resultados obtidos. A montagem e os equipamentos utilizados para implementação são detalhados. É feita uma análise do comportamento das indutâncias em função de corrente e posição de rotor. São apresentados os resultados obtidos pela caracterização do pulso, resposta da corrente aos pulsos, variação das respostas de corrente entre pulsos de direções opostas e resultados da estimação da posição final de rotor.

No capítulo 7 apresentam-as as conclusões e considerações finais.



## Capítulo 2

# Modelagem de Máquina de Ímã Permanente

### 2.1 Introdução

O uso em larga escala de ímãs permanentes em máquinas elétricas iniciou-se com o advento de ímãs permanentes cerâmicos e a comutação eletrônica realizada por transistores de potência por volta da década de 50. Nos dias atuais, a grande maioria de motores elétricos automotivos utilizam ímãs permanentes e o motor CC com ímã permanente é provavelmente a configuração mais utilizada neste tipo de indústria. Por serem produzidos em alta escala, os ímãs permanentes cerâmicos dominam a maioria das aplicações (industrial, automotiva, aeroespacial). O que implica em uma vantagem superior de custo em relação a outras classes de ímãs permanentes (NASAR , 1993) e (KRISHNAN , 2001)

Na década de 60, uma segunda evolução ocorreu com o advento de ímãs permanentes

de terras raras. Essa classe de ímãs possuía uma densidade de fluxo superior quando comparada aos ímãs cerâmicos e Alnico. Na maioria dos casos, consistiam de ligas de Samário-Cobalto. Embora ofereçam características técnicas interessantes, os ímãs de Samário-Cobalto apresentam custos elevados de produção além de empregar material estratégico e de uso restrito na maior parte do planeta (NASAR , 1993). Um desenvolvimento mais recente em ímãs de terras raras é a liga de Neodímio-ferro-boro (NdFeB). Este tipo de liga apresenta características técnicas comparáveis ou até superiores à maioria de ligas Samário-Cobalto (VAS , 1992). Possui também um custo inferior de produção comparado a outros elementos de terras raras, além de não empregar materiais estratégicos de uso restrito (NASAR , 1993).

## 2.2 Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes

As máquinas elétricas de ímãs permanentes enquadram-se numa categoria chamada de máquinas com excitação dupla, na qual existem duas fontes de excitação conhecidas como campo e armadura. Em máquinas síncronas convencionais ou máquinas com comutadores CC, ambas fontes de excitação são enrolamentos elétricos conectados a uma fonte externa de energia elétrica.

Nas máquinas de ímãs permanentes (Máquinas PM) , o enrolamento de campo é substituído por ímãs permanentes, não necessitando de fonte externa de energia para o mesmo. Em termos de custo, facilidade de manufatura, tamanho e volume, as máquinas PM são frequentemente comparadas com máquinas de excitação única (como motor de indução), (NASAR , 1993). Os principais pontos que diferenciam máquinas PM de máquinas com

---

excitação dupla são:

**Controle.** Máquinas PM não possuem habilidade de controlar tensão de terminal e/ou fator de potência. Essas características são presentes em máquinas síncronas convencionais e máquinas CC com comutador.

**Custo.** Máquinas PM, em geral, apresentam custos inferiores aos de máquinas com excitação de campo.

**Volume e peso.** Máquinas PM apresentam geralmente peso inferior a uma máquina síncrona equivalente com excitação de campo.

**Flexibilidade de tamanho e forma.** Máquinas PM podem ser construídas em diferentes tamanhos e formas não necessariamente tendo que seguir padrões. O que beneficia alcance de boas reduções de custos no desenvolvimento.

**Desmagnetização.** Máquinas PM são sensíveis a desmagnetização por reação da armadura excessiva, excessivas temperaturas, choques.

Máquinas síncronas apresentam-se como uma classe de máquinas elétricas com uma grande variedade de tamanhos, formas, geometrias e configurações. Tanto em termos de tamanho e potência, as máquinas síncronas estão presentes em praticamente toda faixa de especificação. As máquinas síncronas podem ser encontradas como máquinas de movimento rotativo ou também linear. Em geral, podem operar em modo de potência reversível, isto é, motor ou gerador numa mesma configuração. Na faixa de baixa e média potência as configurações de máquinas síncronas dividem-se basicamente em dois grupos: convencional e *brushless*. As máquinas PM encontram-se no último grupo (NASAR, 1993).

As máquinas PM, em geral, possuem as mesmas características de desempenho e operação que as máquinas síncronas:

- Operação na velocidade síncrona;
- Enrolamento de armadura alimentado por uma fonte CA mono ou polifásica;
- Limite de potência, no qual, a operação acima deste é instável mesmo na velocidade síncrona;
- Fluxo de potência reversível;
- Ângulo de carga entre os vetores de armadura e campo.

Embora a ausência de escovas em uma máquina PM traga a desvantagem de não possuir habilidade de controlar o fator de potência, existe a vantagem da simplicidade nos aspectos construtivos e custo inferior de material (VAS , 1992). Isso faz esses tipos de máquinas serem muito competitivas no mercado. Na relação potência de saída por unidade de peso, as máquinas PM são superiores a qualquer outra máquina síncrona *brushless* (NASAR , 1993).

Máquinas com ímãs permanentes montados em superfície são úteis em aplicações como em servomotores por permitirem o desenvolvimento de rotores com diâmetros menores e de baixa inércia (VAS , 1992).

### 2.2.1 Definições

A figura 2.1, apresenta um esquema de configuração de máquina PM constituída de um par de pólos.

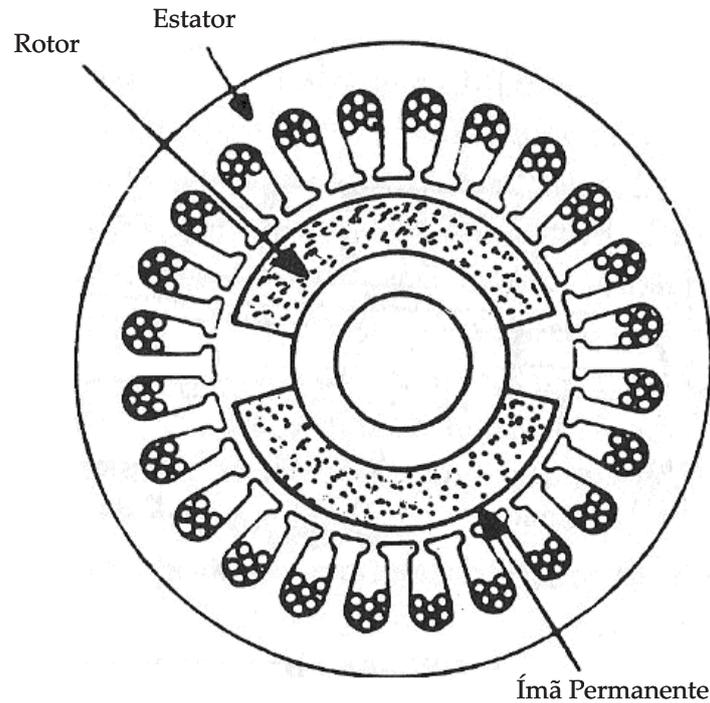


Figura 2.1: Componentes de máquina síncrona de ímã permanente [fonte: (NASAR , 1993)].

Em uma máquina PM, para considerá-la *brushless*, os ímãs precisam estar montados na parte do rotor. Este tipo de construção é chamado pelo autor NASAR (1993) de máquina síncrona PM, cujos principais componentes são:

### 1. Estator

Como o próprio nome diz, refere-se à parte estacionária do motor. Inclui os seguintes elementos:

- **Lâminas do estator:** As lâminas do estator incluem algumas partes como dentes, ranhura e coroa. Este último refere-se à parte mais externa da figura 2.1 e é responsável por completar o caminho magnético do fluxo. As lâminas são anexadas umas às outras de diversas maneiras para formar o que é conhecido como pilha do estator. A altura da pilha é o principal parâmetro para o

dimensionamento eletromagnético de uma máquina síncrona.

- **Enrolamento da armadura:** Vários tipos de enrolamentos podem ser encontrados na armadura de máquinas síncronas de ímã permanente: tipo Y, delta, zigzag, etc.

## 2. Entreferro

Compreende a região entre o estator e o rotor. O tamanho do entreferro influencia o desenvolvimento mecânico e estrutural de uma máquina. Em geral, o aumento do entreferro implica num maior relaxamento das tolerâncias nas estruturas de rotor e estator reduzindo custos de manufatura. Por outro lado, entreferro maior implica na exigência de ímãs de maior força coercitiva e também numa redução da densidade de fluxo.

## 3. Rotor

Os principais elementos do rotor são:

- **Estrutura de pólos.** Em geral, além de ímãs, as estruturas de pólos compreendem outros componentes magnéticos e estruturais. Isso porque os pólos de ímãs são intrinsecamente salientes exigindo elementos adicionais para produzir rotores isentos de saliência. Em configurações mais simples estes elementos adicionais compreendem circuitos magnéticos que aumentam a densidade de fluxo no entreferro. Em configurações mais sofisticadas pode haver circuitos magnéticos complexos que alteram a direção de fluxo ou até bloqueiam fluxos de dispersão.
- **Enrolamento de amortecimento.** É uma típica gaiola com barras paralelas

condutivas (similar à de motor de indução). É utilizado em algumas máquinas principalmente em aplicações de potência. A principal função é auxiliar na partida de motores síncronos e também para amortecer oscilações na velocidade síncrona

- **Coroa do rotor.** Provê um suporte mecânico e também cria um caminho de retorno do fluxo dos ímãs.
- **Eixo e sistema de rolamento.**

#### 4. Estrutura

A estrutura suporta estruturalmente o estator e é composta de material não magnético. Diversos tipos de estruturas podem ser encontradas, desde estruturas abertas a estruturas hermeticamente fechadas.

### 2.2.2 Especificações de máquinas

Os principais itens de especificação de uma máquina PM são:

- Tensão nominal de terminal, V;
- Frequência da tensão de terminal, f, Hz;
- Forma de onda aproximada da tensão de terminal: senoidal, trapezoidal, etc;
- Velocidade síncrona, RPM;
- Potência contínua nominal (potência de eixo), W;
- Carregamento ou *duty cycle* da carga;

- Potência de pico da carga (por curto período de tempo), kW;
- Variações da tensão de terminal;
- Elevação de temperatura permitida e temperatura ambiente;
- Tipo de encapsulamento;
- Considerações de estabilidade;
- Tempo de resposta do motor e outras considerações dinâmicas;
- Tamanho e limitações de forma;

### **2.2.3 Configurações de rotor**

Os rotores de motores PM são classificados de acordo com a localização dos ímãs e também de acordo com a direção de fluxo que sai dos ímãs (axial ou radial) segundo NASAR (1993) e KRISHNAN (2001). Existem diversos tipos de configurações, mas os que mais são utilizados são classificados como:

- Rotor com ímãs permanentes montados na superfície;
- Rotor com ímãs permanentes montados no interior.

Os motores com rotores que possuem ímãs montados na superfície, geralmente são controlados por corrente senoidal ou retangular enquanto os motores com rotores que possuem ímãs de interior são controlados por corrente senoidal apenas.

A figura 2.2 apresenta alguns exemplos de configurações de rotores.

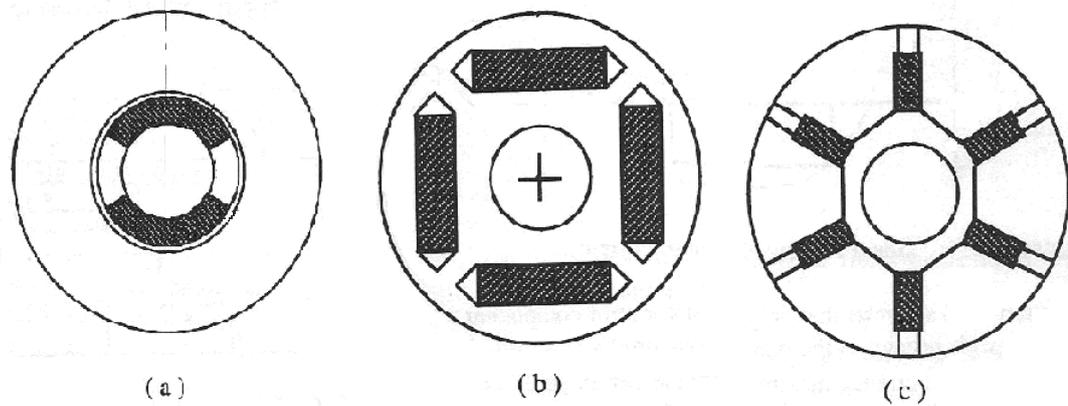


Figura 2.2: Rotor para motores síncronos com (a) ímãs de superfície; (b) e (c) com ímãs de interior [fonte: (NASAR , 1993)].

## 2.3 Modelo de máquina síncrona de ímã permanente

Nesta seção são apresentadas as equações da máquina síncrona de ímã permanente que são válidas em diferentes condições de operação: transiente e regime permanente. O modelo aqui apresentado foi retirado de VAS (1992).

No modelo apresentado não são considerados alguns efeitos de segunda ordem como os efeitos de saturação do ferro e perdas do ferro. Assume-se um sistema trifásico simétrico com as fases equilibradas. As somas das correntes de fase se igualam a zero ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). O entreferro é uniforme e o estator possui distribuição senoidal dos enrolamentos ao longo de uma revolução elétrica. Fluxo, tensões de fase e correntes de fase são variáveis senoidais.

A figura 2.3 traz a configuração física deste tipo de máquina em que ilustra os eixos de referência de estator e também de rotor. Importante notar na figura que a mesma traz dois tipos de eixo de referência.

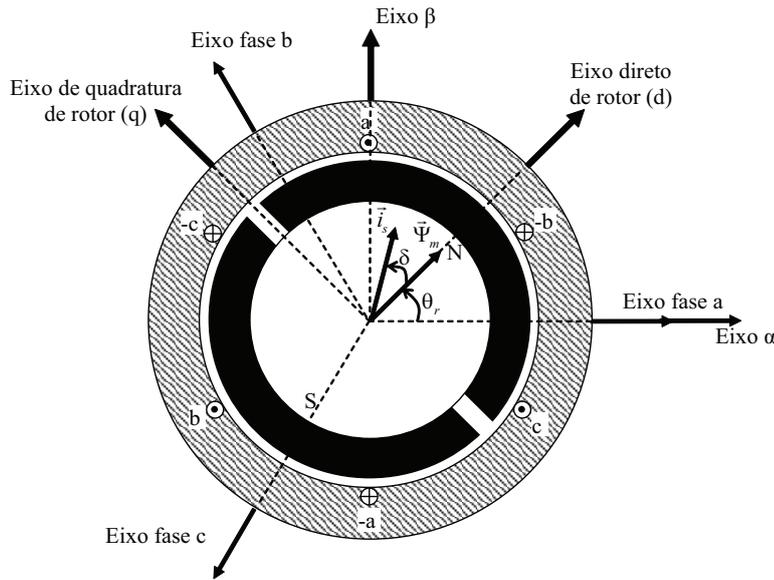


Figura 2.3: Máquina síncrona de ímã permanente de superfície.

O primeiro tipo é o conjunto trifásico ligado ao estator possuindo três eixos defasados de  $120^\circ$ . Este conjunto trifásico é chamado de referencial estacionário de estator.

O segundo tipo está ligado ao rotor e possui dois eixos defasados de  $90^\circ$ . Este é chamado de referencial rotacional de rotor. O eixo deste referencial que encontra-se alinhado com um pólo do rotor é chamado de eixo direto, ou eixo  $d$ . Já o eixo que está em alinhamento entre os pólos norte e sul de rotor é chamado de eixo de quadratura, ou eixo  $q$ . O referencial de rotor é dinâmico, e está a  $\theta_r$  do referencial estacionário de estator e rotaciona na mesma velocidade do rotor,  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ .

Diversos tipos de equacionamentos da máquina síncrona de ímã permanente podem ser obtidos devido a diferentes tipos de referenciais. Por exemplo, as equações de tensão e fluxo da máquina podem ser obtidas utilizando o referencial de rotor, o referencial de estator ou qualquer outro referencial genérico (como por exemplo o referencial do vetor de fluxo de estator).

Esse estudo apresentará o equacionamento do motor utilizando o referencial de rotor.

Em algumas circunstâncias, as equações são apresentadas considerando o referencial estacionário do motor. Em outras, considerando o referencial de rotor (dq). Existe uma relação entre as equações representadas em diferentes referenciais.

### Equações do modelo.

Na máquina síncrona de ímã permanente de superfície a forma de vetor espacial da tensão de estator no referencial estacionário é dada por 2.1.  $R_s$  é a resistência do enrolamento de estator,  $\bar{u}_s$  e  $\bar{i}_s$  são os vetores espaciais das tensões e correntes de estator respectivamente, no eixo de referência de estator.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt}(\bar{\Psi}_s) \quad (2.1)$$

Na equação 2.1, o termo  $\bar{\Psi}_s$  refere-se ao vetor espacial de fluxo de enlace de estator que é dado por 2.2

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + \Psi_m e^{j\theta_r} \quad (2.2)$$

onde  $L_s$  é a auto-indutância do enrolamento de estator,  $L_s = L_{sl} + L_m$ ,  $L_{sl}$  e  $L_m$  são as indutâncias de dispersão e magnetização, respectivamente.

Substituindo a equação 2.2 em 2.1, chega-se à equação de tensão 2.3 representada no referencial de rotor.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{L_s d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d(\Psi_m e^{j\theta_r})}{dt} \quad (2.3)$$

A equação pode ser representada no referencial de rotor fazendo as seguintes transformações:  $\bar{u}_s^r = \bar{u}_s e^{-j\theta_r}$ ,  $\bar{i}_s^r = \bar{i}_s e^{-j\theta_r}$ ,  $\bar{\Psi}_m^r = \bar{\Psi}_m e^{j\theta_r}$ ,  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ . A figura 2.3 mostra um diagrama vetorial representativo da máquina no referencial de rotor.

Introduzindo as transformações acima na equação 2.3, é obtida a equação da tensão do enrolamento de estator no referencial de rotor.

$$\frac{\bar{u}_s^r}{e^{-j\theta_r}} = R_s \frac{\bar{i}_s^r}{e^{-j\theta_r}} + \frac{d}{dt} \left( L_s \frac{\bar{i}_s^r}{e^{-j\theta_r}} \right) + \frac{d}{dt} (\Psi_m e^{j\theta_r}) \quad (2.4)$$

$$\bar{u}_s^r = R_s \bar{i}_s^r + \frac{d}{dt} (L_s \bar{i}_s^r e^{j\theta_r}) e^{-j\theta_r} + \frac{d}{dt} (\Psi_m e^{j\theta_r}) e^{-j\theta_r} \quad (2.5)$$

$$\bar{u}_s^r = R_s \bar{i}_s^r + \left[ \frac{d}{dt} (L_s \bar{i}_s^r) e^{j\theta_r} + \bar{i}_s^r e^{j\theta_r} j\omega_r \right] e^{-j\theta_r} + j\omega_r \Psi_m \quad (2.6)$$

$$\bar{u}_s^r = R_s \bar{i}_s^r + L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s^r + L_s \bar{i}_s^r j\omega_r + j\omega_r \Psi_m \quad (2.7)$$

$$\bar{u}_s^r = R_s \bar{i}_s^r + \frac{d\bar{\Psi}_s^r}{dt} + j\omega_r \Psi_s^r \quad (2.8)$$

Sendo,

$$\Psi_s^r = L_s \bar{i}_s^r + \Psi_m \quad (2.9)$$

Nota-se portanto que, na equação de tensão no referencial do rotor (equação 2.8)

aparece mais um termo referente ao produto da velocidade pelo fluxo do rotor.

Tendo o equacionamento da tensão no referencial de rotor na forma de vetores espaciais, é possível expressar a tensão em função das coordenadas de rotor (eixo de referência  $dq$ ). Para isso, considera-se  $\bar{u}_s^r = u_{ds} + ju_{qs}$ ,  $\bar{\Psi}_s^r = \Psi_{ds} + j\Psi_{qs}$ ,  $\bar{i}_s^r = i_{ds} + ji_{qs}$ .

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_r \Psi_{qs} \quad (2.10)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_r \Psi_{ds} \quad (2.11)$$

Onde

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + \Psi_m \quad (2.12)$$

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} \quad (2.13)$$

### Equação de movimento - produção de torque.

A equação de torque em uma máquina síncrona de ímã permanente é dada pelo produto vetorial do vetor de fluxo pelo vetor de corrente.

$$T_e = \frac{3}{2} P \bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s = \frac{3}{2} P (L_s \bar{i}_s^r + \bar{\Psi}_m) \times \bar{i}_s^r = \frac{3}{2} P |\bar{\Psi}_m| \times i_{qs}^r \quad (2.14)$$

Sendo  $\bar{\Psi}_s$  o vetor espacial de enlace de fluxo de estator e  $\bar{i}_s$  o vetor espacial de corrente.

Ambas quantidades representadas no referencial de estator.  $P$  é o número de pares de pólos do motor.

O torque no motor síncrono de ímã permanente de superfície (MSIP) é obtido pelo produto do fluxo dos ímãs e da componente de corrente de eixo  $q$  do referencial de rotor.

### 2.3.1 Diagrama Vetorial

Nesta seção é apresentado o diagrama vetorial da máquina síncrona de ímã permanente de superfície. O uso de diagramas na análise de máquinas permite a visualização de diversas situações de operação no sentido de entender características de desempenho e também o que ocorre em diferentes regiões de velocidade e torque.

O diagrama apresentado na figura 2.4 assume que o eixo de referência  $dq$  está em alinhamento com os ímãs do rotor (eixo  $d$  em alinhamento com o fluxo dos ímãs). Também assume ser uma máquina síncrona de ímã permanente de pólos não salientes, ou seja, as indutâncias de eixo  $d$  e  $q$  são iguais.

O vetor  $R_s \vec{I}_s$  representa a queda de tensão ao longo da resistência de fase e como pode ser observado na figura 2.4 está em fase com o vetor  $\vec{I}_s$ . De maneira similar, a queda de tensão na reatância da máquina é representada por  $jX_s \vec{I}_s$  a qual está adiantada  $90^\circ$  em relação ao vetor de corrente. A soma dos vetores de queda de tensão e da tensão induzida (Força contra-eletromotriz ou FCEM) deve ser igual à tensão aplicada no terminal das fases. Portanto, o equacionamento de tensão de acordo com o circuito equivalente é dado por 2.15.

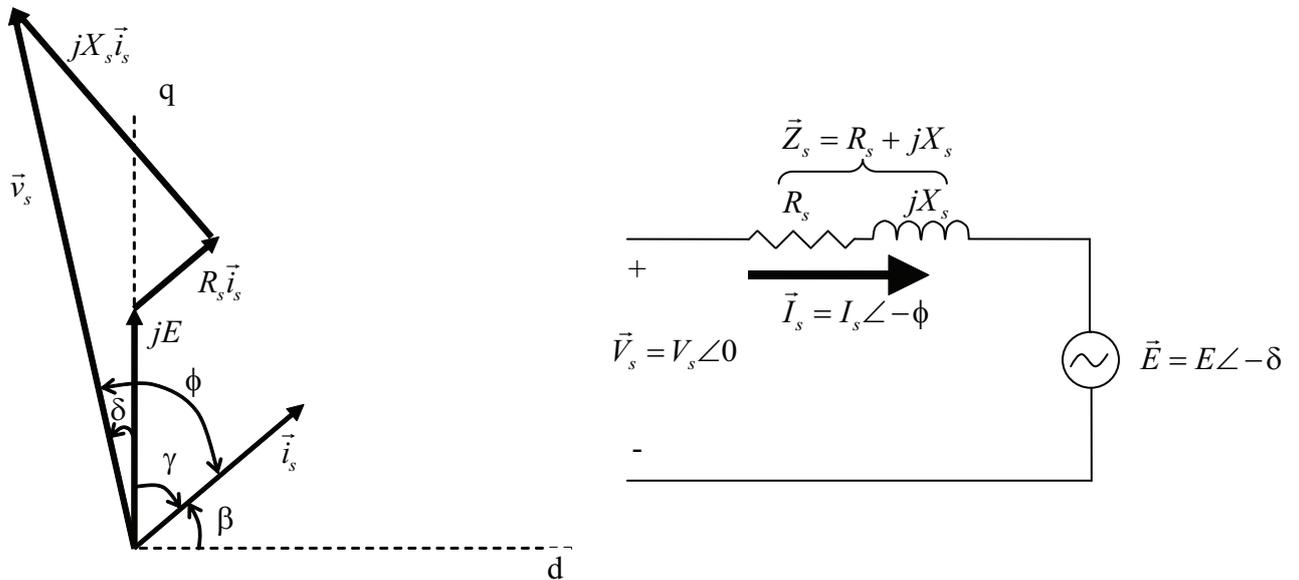


Figura 2.4: Diagrama de vetores da máquina MSIP e circuito equivalente.

$$\vec{V}_s = \vec{E} + R_s \vec{I}_s + jX_s \vec{I}_s \quad (2.15)$$

A figura 2.5 apresenta o diagrama de vetores da máquina MSIP tendo as tensões e correntes representadas em coordenadas  $dq$ . O efeito da resistência é desprezado por simplificação. Duas situações são representadas: uma em que a corrente está atrasada em relação à força contra-eletromotriz (ou FCEM)  $\gamma < 0$  e outra quando a corrente está adiantada em relação à FCEM  $\gamma > 0$ .

Quando  $I_d$  é positivo, a corrente de estator tende a produzir no entreferro uma distribuição de força magnetomotriz (FMM) que tende a aumentar o fluxo  $d$  produzido pelos ímãs. O fluxo produzido pelo estator produz uma tensão  $jX_s I_d$  no eixo  $q$  e uma tensão  $-X_s I_q$  no eixo  $d$ . A tensão produzida pelo estator no eixo  $q$  é somada à tensão produzida pelos ímãs,  $jE$ .

Na situação em que  $\gamma > 0$ ,  $I_d$  é negativo e a FMM do estator é negativa promovendo um efeito contrário, de desmagnetização.

Na situação de magnetização observa-se que o ângulo do fator de potência ( $\phi = \delta + \gamma$ ) é maior do que na situação de desmagnetização ( $\phi = \delta - \gamma$ ). Isso significa que a operação no modo de desmagnetização está associada a um fator de potência superior.

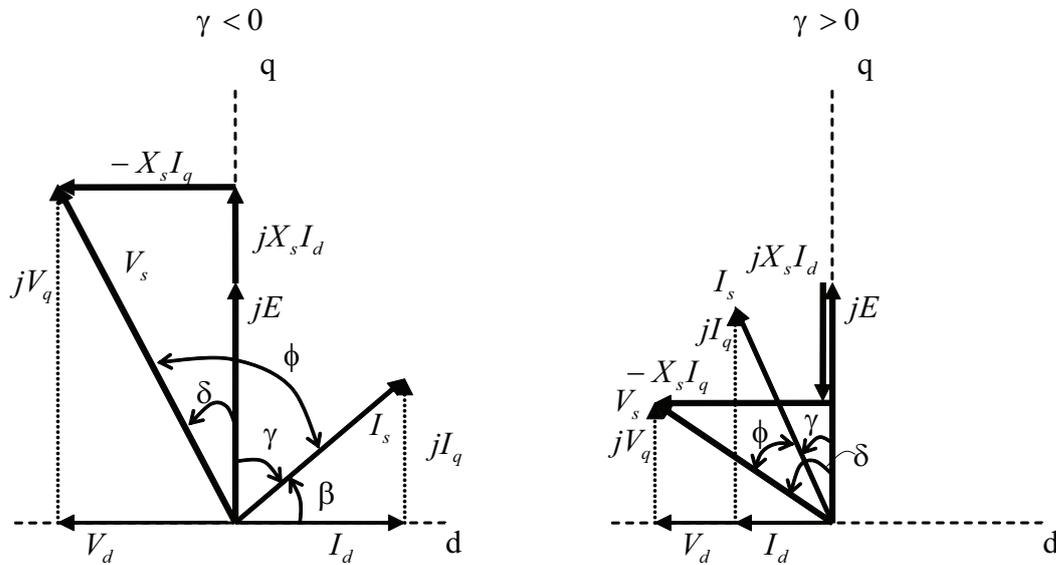


Figura 2.5: Diagrama de vetores sem efeito da resistência. Corrente e tensão expressos em coordenadas  $dq$ . Primeiro diagrama com corrente  $d$  de magnetização e segundo diagrama com corrente  $d$  de desmagnetização.

### 2.3.2 Diagrama de círculos

Os diagramas de círculos em máquinas elétricas são ferramentas muito poderosas por permitirem analisar a operação da máquina associada ao dispositivo de acionamento. Trajetórias do vetor de corrente podem ser obtidas considerando limitações de corrente e tensão do dispositivo de acionamento.

Analisando a equação de torque da máquina MSIP, verifica-se que para uma determi-

nada velocidade, o torque produzido obedece uma relação linear com a componente de corrente no eixo  $q$ ,  $I_q$ . A relação linear entre corrente e torque é uma importante característica neste tipo de máquina uma vez que permite simplificações no desenvolvimento de controladores e também proporcionam um desempenho dinâmico mais previsível e regular de acordo com MILLER (1989).

A quantidade de corrente que pode ser fornecida a um motor possui limitantes como a capacidade de dissipação de calor do motor e a especificação de corrente do inversor utilizado. A quantidade de tensão fornecida à máquina também possui limitações uma vez que precisa superar as tensões geradas pela força contra-eletromotriz e as quedas ao longo da resistência e reatância do motor.

No plano complexo do diagrama de vetores, a máxima corrente fornecida pelo inversor é denominada  $I_{inv}$  e segue uma trajetórias circular descrita pela equação 2.16.

$$I_{inv}^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (2.16)$$

Assim como a corrente, a máxima tensão  $V_{inv}$  fornecida pelo inversor também segue uma trajetória circular e é dada por 2.17.

$$V_{inv}^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad (2.17)$$

Diferentemente da corrente que possui o centro do círculo na origem do plano  $dq$ , a tensão possui o centro numa localização distinta no eixo  $d$ .

Desenvolvendo 2.17, chega-se a:

$$V_{inv}^2 = X_s^2 I_q^2 + E_q + X_s I_d^2 \quad (2.18)$$

$$V_d = X_s I_q \quad (2.19)$$

$$V_q = X_s I_d + E_q \quad (2.20)$$

$$\frac{V_{inv}^2}{X_s^2} = I_q^2 + \left[ I_d + \frac{E_q}{X_s} \right]^2 \quad (2.21)$$

Portanto, o círculo de tensão apresenta o ponto central na posição  $(\frac{-E_q}{X_s}, 0)$ . Uma vez que  $E_q$  e  $X_s$  são proporcionais à frequência, o deslocamento do centro círculo da tensão fica sendo independente da velocidade conforme mostra a figura 2.6

O posicionamento da corrente ao longo do eixo  $q$  é a situação em que se obtém o máximo torque por ampere. Quando a máquina opera em baixa velocidade e o acionamento é por uma fonte PWM senoidal, geralmente não há limitação de tensão e o controlador opera na região  $0Q$ , sendo o torque proporcional à corrente. A limitação de tensão ocorre para situações em que a máquina atinge a velocidade base, conhecida como a velocidade que produz valores de tensão nos terminais do motor que igualam (ou superam) a máxima tensão de saída do inversor.

Com o aumento da velocidade (e da frequência), o limite de corrente permanece o mesmo, mas o círculo que determina a máxima tensão começa a diminuir. Neste momento,

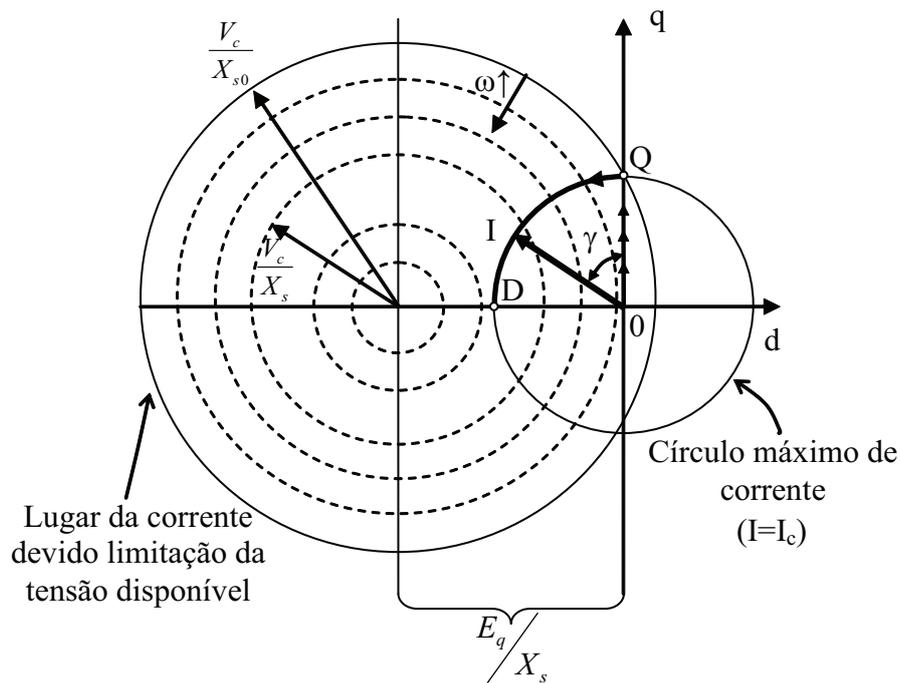


Figura 2.6: Diagrama de círculo mostrando as limitações de corrente e tensão e os efeitos do aumento de velocidade.

o controlador está saturado e é representado pela linha mais espessa na figura 2.6. Ainda é possível operar com o vetor de corrente alinhado com o eixo  $q$ , porém até o ponto  $Q$  onde o círculo de tensão encontra o círculo de corrente.

Com a velocidade aumentando, o círculo de tensão passa a diminuir ainda mais e a trajetória de corrente passa a ser o segmento  $DQ$  da figura representado por uma linha espessa. O torque nestas circunstâncias passa a diminuir, embora ainda seja possível chegar a níveis de correntes máximas  $I_{inv}$ . Isto porque a componente de corrente no eixo  $q$  passa a diminuir enquanto a componente de corrente no eixo  $d$  aumenta, promovendo um efeito de desmagnetização (ou enfraquecimento de campo). Este processo ocorre até a corrente atingir o ponto  $D$  em que nenhum torque é produzido na máquina e toda a corrente é destinada a enfraquecer o campo.



## Capítulo 3

# Revisão de métodos de determinação de posição rotórica

### 3.1 Introdução

Nesta seção será apresentado um resumo dos trabalhos envolvendo controle de máquinas elétricas utilizando técnicas *sensorless* de determinação de posição de rotor.

Os sistemas de controle com orientação de campo possuem requisitos cruciais para operação, como por exemplo, a posição de fluxo de rotor. Em algumas topologias o conhecimento desta posição é exigida a todo instante, em outras, apenas antes da partida. A forma mais simples para obter esta informação com boa precisão é através do uso de sensores de posição. Esses tipos de sensores geralmente completam os requisitos de funcionamento de algoritmos de controle de motor. Entretanto, para algumas aplicações o uso deste tipo de dispositivo torna-se proibitivo por questões de custo segundo HAQUE

(2003). Às vezes, estes apresentam custos mais altos do que todo o sistema. Para certas aplicações são dispositivos que requerem espaço, muitas vezes, não disponíveis. A eliminação deste tipo de dispositivo também é desejável para contribuir no aumento da confiabilidade de todo sistema. Também pode-se citar como desvantagem o aumento do número de conexões do motor ao controlador, aumento da susceptibilidade a ruído e vibração (HAQUE , 2003).

Dado estas circunstâncias, várias pesquisas foram realizadas no sentido de criar técnicas de controle que eliminariam sensores de posição do sistema. A eliminação destes dispositivos, portanto, tornou-se demasiadamente atrativa.

Nos últimos anos diversas publicações ocorreram trazendo métodos para eliminação dos sensores de posição em máquinas elétricas e diversas técnicas foram pesquisadas. A seguir será mostrada uma revisão destas pesquisas.

## 3.2 Revisão dos métodos

O trabalho apresentado por OESTLUND (1996) traz um método de determinação de posição inicial de rotor que se baseia no efeito de saturação do eixo  $d$  (assumindo orientação no referencial de rotor) e pela diferença das indutâncias dos eixos  $d$  e  $q$  quando parado. Pulsos curtos são aplicados nas fases do motor medindo-se a corrente. A resposta de corrente tem relação direta com o valor de indutância quando há saturação do ferro. Vários pulsos são aplicados em regiões distintas ao longo de uma volta elétrica. O método permite identificação de posição absoluta dos pólos e não ocasiona movimento do rotor. O método tem dependência de parâmetros do motor e também precisa ser ajustado de

---

acordo com o sistema de acionamento. A precisão de estimativa de posição é dependente da variação paramétrica, como a variação de resistência com temperatura. O autor afirma que o método é aplicado a motores de ímãs interiores. A vantagem deste tipo de técnica é que o mesmo não ocasiona movimento do rotor e não exige *hardware* adicional.

CHARIKOV (2007) apresenta um método de detecção de posição de rotor que depende de acesso ao ponto neutro do motor. É aplicável a qualquer motor CC *brushless*. A posição inicial de rotor é obtida através de não linearidades presentes em motores trifásicos de ímã permanente. O método baseia-se na saturação magnética causada por correntes elevadas no estator. Uma das vantagens desta técnica é que a mesma não requer uma aquisição de corrente precisa. O algoritmo faz uso da tensão gerada entre o ponto neutro do motor e a tensão de um divisor resistivo acoplado ao barramento. O resultado alcançado pelo algoritmo é uma resolução de 60° elétricos.

O trabalho de YING (2008) apresenta uma análise das indutâncias do motor do tipo MSIP (Máquina Síncrona de Ímã Permanente) em função de diferentes níveis de corrente e posição de fluxo de rotor e fluxo de estator. Por análise numérica chega-se a um modelo de indutâncias e equacionamento da resposta de corrente devido a pulsos de tensão. No final, o autor apresenta um método simples para detecção de posição de rotor (inclusive com polaridade). O método consiste na aplicação de pulsos de tensão e análise da resposta do pico de corrente. O algoritmo mostra uma precisão de 3,7% na estimação da posição de rotor.

Muitos trabalhos de determinação de posição de rotor por injeção de alta frequência como o de HOLTZ (1998), HA (1999) e CONSOLI (1999) foram publicados, porém poucos apresentam aplicações destas técnicas em máquinas de ímãs de superfície. Por

outro lado, o trabalho apresentado por LINKE (2003) apresenta um método de determinação de posição de rotor em máquinas com ímãs de superfície, que não possui saliência intrínseca determinada por aspectos construtivos ou de desenho. A saliência deste tipo de máquina acontece devido a saturação do fluxo principal. O trabalho dá bastante enfoque nos efeitos de tempo morto de chaveamento (*dead time*) e avalia o seu impacto no desempenho do algoritmo quando aplicado em máquinas do tipo MSIP. Nas linhas seguintes é feita uma revisão com enfoque no tipo da técnica utilizada para determinação da posição de rotor. Um das vantagens do método apresentado é a não necessidade de *hardware* ou componentes adicionais. O método enquadra-se na categoria de controle do tipo *sensorless*. Entretanto, para atingir os requisitos de desempenho, uma demanda computacional significativa é necessária para processamento dos sinais de alta frequência, embora o autor faça uso de simplificações no equacionamento.

O método de KANG (2004) é aplicável a motores do tipo de ímãs interiores (IPM). Não depende de parâmetros do motor e não necessita de *hardware* adicional. A determinação da posição de rotor baseia-se no efeito da saliência. Sinais de corrente são injetados no motor com frequência alta o suficiente para não causar rotação do motor. O processamento do sinal de corrente, ao invés de utilizar valores instantâneos, utiliza valores filtrados. O autor realiza o equacionamento em coordenadas ortogonais  $dq$  levando em consideração as indutâncias de eixo direto e quadratura. Duas etapas de injeção de sinais de alta frequência são realizados para chegar à posição inicial de rotor. O trabalho carece de resultados experimentais. Apenas resultados de simulação são apresentados.

O trabalho de WANG (2000) apresenta um método de estimação de posição utilizando injeção de portadora de alta frequência (0.5 a 2 KHz) e um modelo de máquina de ímã

---

permanente com única saliência por pólo. Diversas etapas precisam ser realizadas como a injeção de portadora e decodificação heterodina. O método aplica-se apenas a máquinas com ímãs permanentes interiores. Nos resultados, mostra-se a estimação de posição para rotações baixas (14.4rpm) sem a corrente fundamental (máquina acionada por motor externo).

No estudo de MOREIRA (1994), a terceira harmônica do sinal da FCEM do motor é utilizada para determinar a posição rotórica. A grande vantagem deste tipo de técnica é a simplicidade de implementação, robustez e baixa susceptibilidade a ruídos elétricos. A desvantagem é que o algoritmo exige acesso a conexão de neutro das fases do estator para produzir bons resultados, o que geralmente não é muito prático. O método também exige uma relação de estator-rotor de 2/3; senão a terceira harmônica da FCEM não faz o enlace com o estator e a tensão de terceira harmônica não é induzida nas fases do estator. Este método é particularmente aplicável a máquinas de ímãs permanentes com FCEM trapezoidal, já que esses tipos de motores, possuem uma FCEM fundamental e diversas harmônicas.

Na seção seguinte (3.3) será apresentado detalhadamente um método de determinação de posição de rotor de SCHMIDT (1997) que é a base da proposta deste trabalho.

### **3.3 Determinação de posição rotórica pela injeção de pulsos**

O algoritmo de SCHMIDT (1997) é aplicável a motores de ímãs de superfícies que não apresentam saliência no aspecto construtivo. A técnica consiste em aplicar pulsos

nas fases do estator. Os pulsos de correntes produzidas saturam o ferro do estator, o que permite a determinação da posição angular absoluta. Esta técnica é aplicada com o motor parado e não deve produzir torque líquido de forma a movimentar o rotor.

Alguns efeitos presentes em motores MSIP não são mapeados nos modelos gerais criados para esse tipo de máquina. Esses efeitos podem ser analisados observando a geometria do rotor e o fluxo magnético. Em geral, os ímãs possuem forma retangular e são inseridos no rotor com estruturas metálicas de sustentação. Essas estruturas metálicas provocam um curto circuito no enlace de fluxo. Com isso, estas estruturas próximas do eixo  $d$  serão saturadas. Isso faz com que a indutância no eixo  $q$  seja maior do que a indutância no eixo  $d$  (OESTLUND (1996)).

A taxa de variação da corrente nos enrolamentos do estator é uma função da variação da indutância, do nível de saturação do ferro e do fluxo devido à posição dos ímãs do rotor. A medida da variação da corrente nos enrolamentos do estator devido à variação da indutância permite a determinação da posição absoluta do rotor.

A figura 3.1 apresenta três situações de posição do rotor e a interação dos fluxos de estator e rotor.

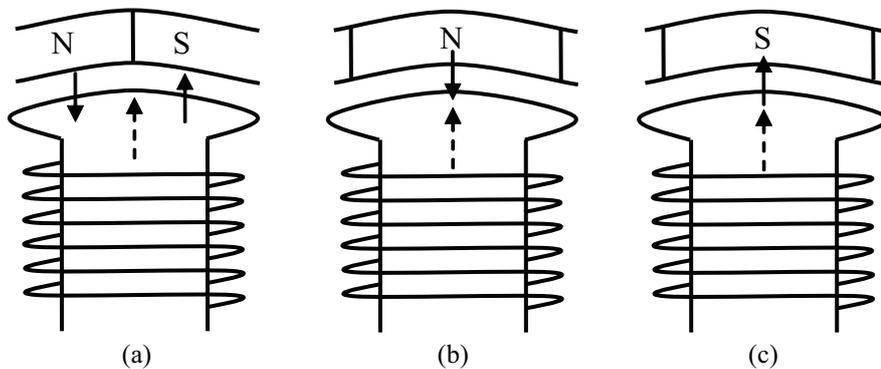


Figura 3.1: Saturação do Estator.

---

A linha contínua representa o fluxo dos ímãs e a linha tracejada representa o fluxo gerado no enrolamento do estator. A figura 3.1(a) mostra o caso em que iguais porções de pólo norte e sul cobrem o enrolamento de estator. A figura 3.1(b) aponta o caso em que o pólo norte encontra-se alinhado com o enrolamento e a figura 3.1(c) quando o pólo sul está alinhado com o estator. Para o caso do motor apresentado na figura 3.1 os ímãs são fortes o suficiente para saturar magneticamente o ferro do estator. Nos casos (b) e (c) o fluxo de enlace resultante está saturando o ferro do estator. No caso (a) o fluxo resultante não satura o ferro do estator. Uma vez que a indutância diminui quando o ferro satura magneticamente, tem-se que a indutância atinge um mínimo para os casos (b) e (c) e um máximo para o caso (a).

A figura 3.2 apresenta um gráfico que mostra como a indutância do motor varia de acordo com o ângulo (elétrico) do rotor sem nenhuma aplicação de tensão nos enrolamentos do estator.

Quando o pólo norte (caso b) está alinhado com o enrolamento do estator, o fluxo de enlace na bobina diminui, o nível de saturação diminui e a indutância aumenta levemente comparada ao caso quando não há corrente de estator. Quando o pólo sul (caso c) está alinhado com o enrolamento do estator, o fluxo de enlace aumenta, aumentando o nível de saturação e diminuindo a indutância quando não havia corrente de estator.

A taxa com que a corrente varia no tempo no estator é inversamente proporcional à indutância. Portanto, a taxa de variação de corrente também possui um perfil senoidal e pode ser utilizada para determinação da posição inicial de rotor.

Pulsos de tensão são aplicados nos enrolamentos do estator quando o motor encontra-se parado. As correntes são medidas e a variação dessas no tempo é utilizada para determinar

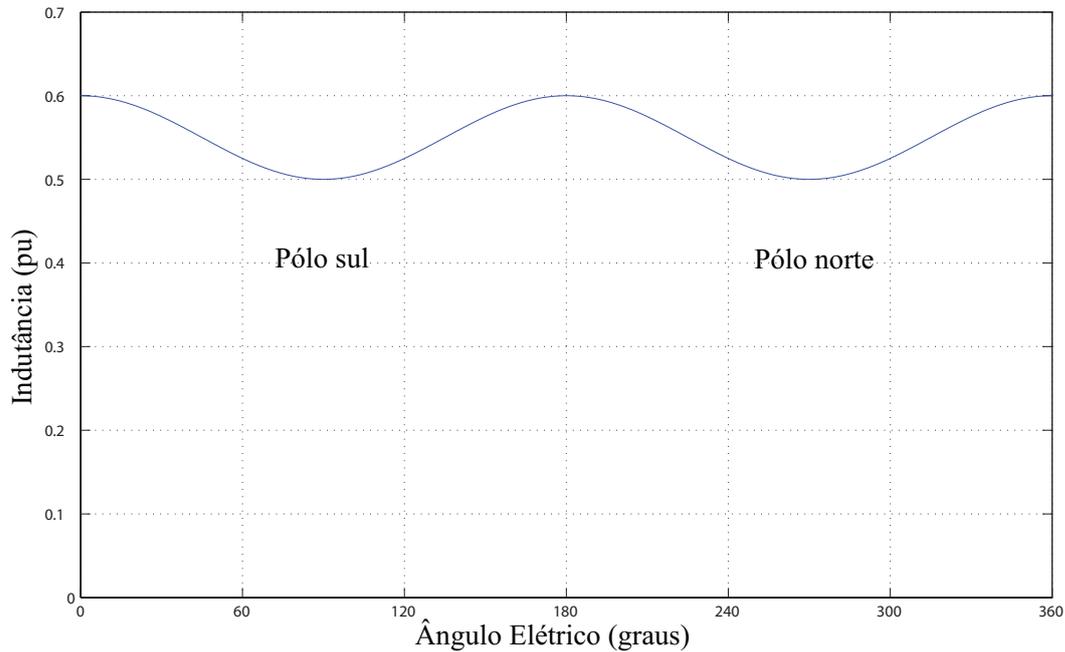


Figura 3.2: Variação da indutância de estator ao longo de uma revolução elétrica.

a posição angular do rotor. Pulsos positivos e negativos são aplicados em cada fase do estator. Um pulso positivo acontece quando uma fase do estator é conectada à tensão positiva de barramento e as outras duas fases na tensão negativa (ou zero) do barramento. A corrente da fase excitada sai de zero e atinge um pico máximo seguindo uma inclinação que depende da indutância do estator de acordo com a posição angular do rotor. A corrente volta a zero rapidamente quando um pulso de polaridade contrária é aplicado na mesma fase. Esse pulso contrário faz com que o torque produzido seja minimizado.

O comportamento das correntes  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  pode ser modelado como um valor médio  $I_0$ , mais um segundo termo que é dependente da posição angular  $\theta$  conforme as equações abaixo:

$$I_a = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta) \quad (3.1)$$

$$I_b = I_0 + \Delta I_0 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

$$I_c = I_0 + \Delta I_0 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

A diferença entre as correntes de fase e o valor médio permite a determinação da variação da indutância e é definido como:

$$\Delta I_a = I_a - I_0 \quad (3.4)$$

$$\Delta I_b = I_b - I_0 \quad (3.5)$$

$$\Delta I_c = I_c - I_0 \quad (3.6)$$

A corrente de fase que apresentar a maior variação na magnitude indica qual a região que o pólo norte do rotor está alinhada. As outras duas informações de variação de corrente são utilizadas para o cálculo aproximado da posição de rotor. Utilizando como exemplo que a fase *A* apresenta maior variação de magnitude de corrente, as correntes das fases *B* e *C* são utilizadas para o cálculo da posição. Dividindo 3.5 por 3.6 chega-se a:

$$\Delta I_b \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = \Delta I_c \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

Desenvolvendo com relações trigonométricas a equação 3.7 chega-se a:

$$\frac{\text{sen}(2\theta)}{\text{cos}(2\theta)} = \frac{\text{cos}\left(\frac{2\pi}{3}\right) (\Delta I_c - \Delta I_b)}{\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) (\Delta I_c + \Delta I_b)} \quad (3.8)$$

O ângulo, portanto, é obtido pelo cálculo do arco tangente de  $\theta$  seguido por uma divisão por 2. Em resumo, o algoritmo apresentado por SCHMIDT (1997) apresenta duas etapas. A primeira etapa consiste em encontrar a resposta de corrente que apresente maior variação para determinar em que região o pólo norte está alinhado. A segunda etapa consiste no cálculo aproximado da posição de rotor, tendo diferentes equações dependendo da região que o pólo norte do rotor está alinhado.

## Capítulo 4

# Proposta de trabalho de investigação de algoritmo de determinação de posição de rotor em máquinas de ímã permanente

### 4.1 Introdução

Os algoritmos de determinação de posição inicial de rotor dividem-se basicamente em dois grupos: (1) injeção de portadora de alta frequência e (2) injeção de pulsos.

A injeção de alta frequência requer o uso de algoritmos sofisticados que tendem a consumir significativamente recursos de processamento. Objetivou-se neste trabalho avaliar o desempenho de um algoritmo de determinação de posição inicial de rotor que será uti-

lizado em aplicações de baixo custo. Portanto, dentre os algoritmos estudados, os que se encontram na categoria (2) são os mais adequados por exigirem menor poder de processamento, ser aplicável a máquinas salientes e não-salientes, serem mais simples e de fácil implementação em processadores sem *hardware* de ponto flutuante e de baixo custo.

O motor estudado foi um motor síncrono de ímã permanente de superfície de saliência baixa, ou seja, as indutâncias de eixo  $d$  e  $q$  são praticamente idênticas quando não há efeitos de saturação. Os dados do motor são apresentados na tabela 4.1.

- Motor síncrono de ímã permanente



Figura 4.1: Máquina Síncrona de Ímã de Permanente.

Tabela 4.1: Dados do motor síncrono de ímã de superfície.

Dados do motor SMPMSM	
Resistência $l - l$ (Ohm)	9,06
Corrente de curto (A)	2,6
Indutância $l - n$ (mH) @280 Hz	54,8
FCEM $l - l$ ( $V_{rms}$ )	107,96
Frequência (Hz)	70,00
Velocidade (RPM)	200,00
$w$ (rad/sec)	20,94
$Ke$ (V-s/rad)	5,15
$Kt$ (Nm/A)	8,93
Ranuras/Pólos	36/42
Potência (W)	700

A avaliação do algoritmo objetiva:

- Entender a limitação do algoritmo em estudo para outros tipos de motores;
- Avaliar movimentos randômicos devido à aplicação de pulso;
- Entender a influência da variação paramétrica do motor e propor formas de compensação;
- Propor formas de generalização do método, podendo ser aplicável a qualquer tipo de motor síncrono de ímã permanente de superfície;
- Obter outras respostas com o algoritmo além da posição inicial, como a indutância, constante de tempo do motor, limites de saturação etc;
- Entender a influência de não linearidades do inversor de frequência e propor formas de compensação.

O processo de estudo e avaliação do algoritmo de injeção de pulsos é composto por simulações em ambiente MATLAB/SIMULINK e também de implementação em um sistema que utiliza um microcontrolador comercial de alto desempenho e baixo custo.

No ambiente MATLAB/SIMULINK é utilizada a biblioteca *SimPowerSystems*. Na implementação real é utilizado um microcontrolador de baixo custo (ST Cortex M3).

## 4.2 O processo de modulação para geração de pulsos

Os pulsos são gerados a partir de seis comandos de chaveamentos dos transistores IGBT de potência. Sinais de PWM são utilizados para modulação de sinais de tensão nas fases do motor. Assim, podem ser geradas diferentes amplitudes de tensão nos terminais do motor.

A modulação utilizada é frequentemente chamada de Modulação Vetorial Espacial (Space Vector Modulation) e pode ser encontrada em algumas referências (GOWRI , 2009).

O princípio de operação do inversor é que, para uma determinada fase, o transistor superior quando fechado implica na abertura do correspondente inferior praticamente no mesmo instante. Portanto, a chave do lado inferior é o complemento da superior. Desta forma, o inversor de frequência possui oito combinações de chaveamento:  $000(V_0)$ ,  $001(V_1)$ ,  $010(V_2)$ ,  $011(V_3)$ ,  $100(V_4)$ ,  $101(V_5)$ ,  $110(V_6)$ ,  $111(V_7)$ . O primeiro dígito refere-se à fase A, o segundo B e o terceiro à fase C.

Essas combinações são também chamadas de estados ou então vetores espaciais.

Os vetores  $V_0$  e  $V_7$  são classificados como vetores nulos por não provocarem diferença de potencial nas fases do motor e, portanto, não produzirem corrente.

Os outros vetores são chamados de estados ativos. Os estados ativos são representados por vetores espaciais conforme 4.1

$$V_k = \frac{2}{3}V_{cc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, k = 1, 2, \dots, 6. \quad (4.1)$$

Um vetor de tensão de referência é gerado a partir da média no tempo de dois vetores ativos espaciais (dentre os seis possíveis) e dos dois vetores nulos dentro de um período de amostragem  $T_s$ .

Como exemplo, um vetor de tensão de referência  $V_{ref}$  deslocado  $\alpha$  graus em relação a  $V_1$ , é modulado a partir da aplicação do vetor espacial  $V_1$ , do vetor espacial  $V_2$  e de dois vetores nulos ( $V_0$  e  $V_7$ ) juntos com durações  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_z$ , respectivamente.

A figura 4.2 mostram os vetores espaciais possíveis e a modulação de  $V_{ref}$ .

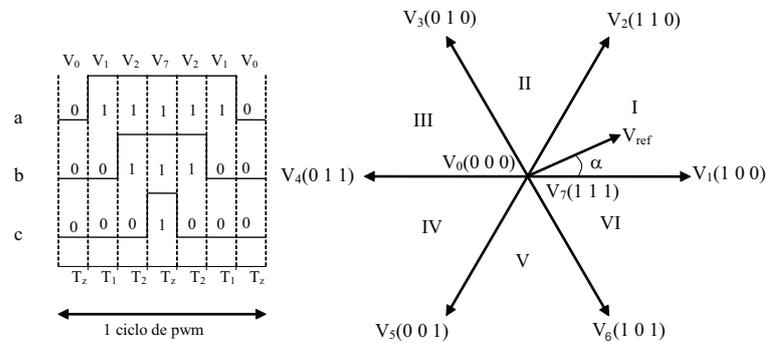


Figura 4.2: Representação dos vetores espaciais (ou estados) do inversor.

No método tradicional de modulação SVPWM é necessário identificar o setor em que o vetor a ser modulado está localizado. Posteriormente, determina-se a duração da aplicação dos dois vetores ativos ( $T_1$ ,  $T_2$ ) e dos dois vetores nulos ( $T_z$ ).

O método utilizado neste trabalho para a determinação dos sinais de PWM se dá pelo processo de modulação chamado de *Carrier-based Space Vector PWM* com injeção de terceira harmônica. O resultado da modulação é o mesmo do método tradicional SVPWM. Porém, os cálculos dos tempos dos vetores ativos dentro de um ciclo de PWM está implícito nas contas de determinação do *duty cycle*, conforme apresentado a seguir.

Um aumento de 15% de utilização do barramento é observado quando a componente de sequência zero (terceira harmônica) é adicionada nas três tensões de referência aplicadas ao motor (PEREIRA, 2009). O principal efeito é o aumento da capacidade de potência de saída do sinal modulado quando comparado aos método de modulação senoidal convencional.

$$v_a^{**} = v_a^* + v_{sz} \quad (4.2)$$

$$v_b^{**} = v_b^* + v_{sz} \quad (4.3)$$

$$v_c^{**} = v_c^* + v_{sz} \quad (4.4)$$

$$v_a^{**} - v_b^{**} = v_a^* - v_b^* \quad (4.5)$$

A componente de sequência zero é determinada pelo valor mediano entre as três tensões de referência. E a amplitude desta componente é de 50% do valor da tensão de referência.

Na modulação SVPWM os vetores espaciais são representados por  $v_k(abc)$ . Sendo  $k = 1..6$  representando o índice do vetor espacial. As letras (a b c) representam os valores da tensão de pólo do inversor. A tensão de pólo de um braço é definida como o valor entre a tensão de saída do inversor (tensão de terminal do motor,  $v_{abc}$ ) e a referência (neutro, N) do inversor.

A tensão de pólo ( $v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}$ ) e de fase ( $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ ) são representada por valores normalizados (entre 0 e 1). Sendo 1 o valor da tensão de barramento CC para o caso da tensão de pólo.

O processo de modulação consiste em encontrar os valores de *duty cycle* ( $m$ ) nos três braços do inversor que irá produzir tensões de pólo e de fase do motor que representem o vetor de tensão requerido para o pulso.

$$m_a = v_a^* + v_{sz} - 0.5 \quad (4.6)$$

$$m_b = v_b^* + v_{sz} - 0.5 \quad (4.7)$$

$$m_c = v_c^* + v_{sz} - 0.5 \quad (4.8)$$

$$v_{sz} = \frac{\text{mediana}(v_a^*, v_b^*, v_c^*)}{2} \quad (4.9)$$

A componente de sequência zero ( $v_{sz}$ ) é adicionada à tensão de referência mais um termo constante (0.5). Este termo constante precisa ser adicionado porque a ponte inversora opera com tensões positivas apenas (0 a  $V_{cc}$ ).

As tensões de pólo são obtidas pela multiplicação do *duty cycle* ( $m$ ) pela tensão de barramento  $V_{cc}$ :

$$v_{aN} = m_a * V_{cc} \quad (4.10)$$

$$v_{bN} = m_b * V_{cc} \quad (4.11)$$

$$v_{cN} = m_c * V_{cc} \quad (4.12)$$

As tensões de fase são obtidas pelas tensão de pólo removendo a componente de modo comum:

$$v_{an} = v_{aN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (4.13)$$

$$v_{bn} = v_{bN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (4.14)$$

$$v_{cn} = v_{cN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (4.15)$$

Com este tipo de técnica é possível gerar pulsos na região linear de modulação com amplitudes de até  $\frac{2}{3}V_{cc}$  Volts. Se a tensão de referência ultrapassar esse valor, o sinal modulado de tensão de fase apresentará saturação (valores maiores do que 1).

A figura 4.3 apresenta um exemplo de modulação da tensão máxima de referência na fase do motor. Além das tensões de referência de fase (com notação \*), são apresentadas a tensão de sequência zero e o sinal de PWM da fase a.

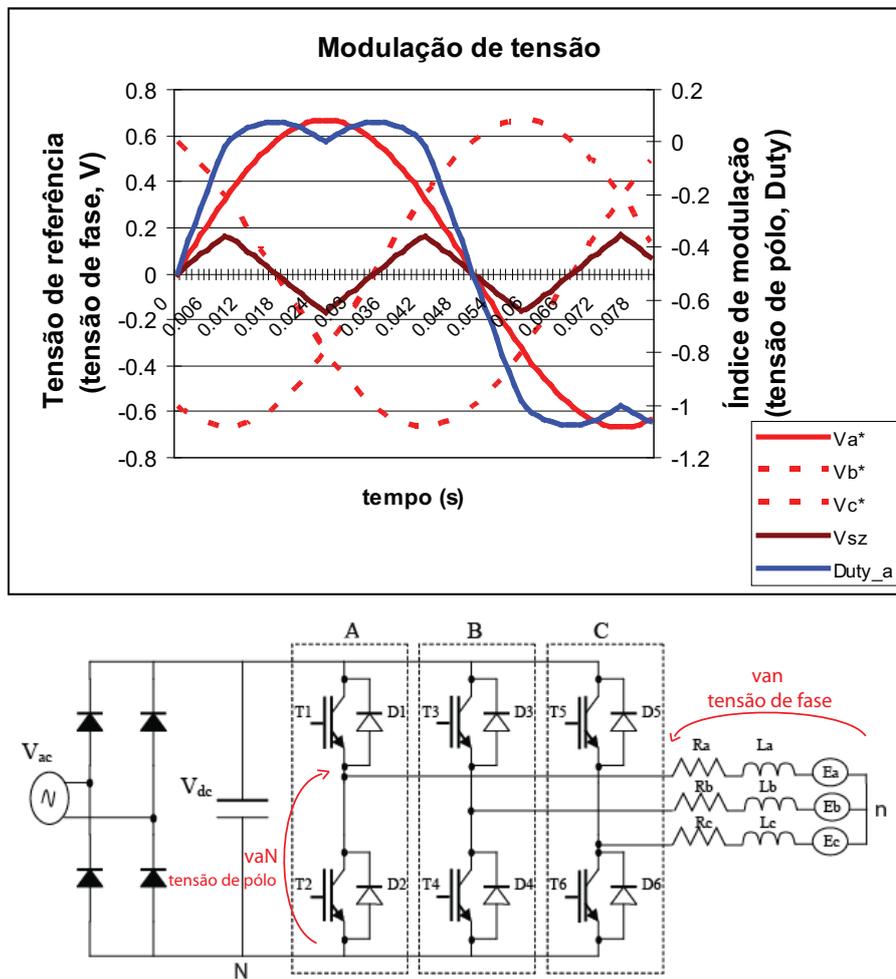


Figura 4.3: Processo de geração de pulsos com sinais de PWM.

Os pulsos de tensão referenciados ao longo do texto referem-se as tensões de fase moduladas com sinais de PWM conforme descrito acima. No processo de determinação de posição inicial seis pulsos são utilizados. Para cada fase do motor, dois pulsos defasados

---

de 180 graus entre si são aplicados (conforme figura 4.2).

### 4.3 O processo de determinação de posição inicial

O processo de determinação de posição inicial de rotor é subdividido em duas partes: (1) Avaliação paramétrica e calibração e (2) Injeção de pulsos para determinação da posição de rotor. Os pulsos aplicados no motor contêm parâmetros que necessitam ser ajustados pelo procedimento (1).

A avaliação paramétrica e calibração é constituída pelas seguintes etapas:

- Calibração do encoder incremental, referenciando uma posição inicial.
- Determinação da constante de tempo elétrica  $\frac{L}{R}$ ;
- Determinação da largura do pulso a ser utilizado;
- Determinação do ponto de saturação;
- Determinação da amplitude do pulso a ser utilizado.

**Calibração do encoder incremental.** O sensor de posição utilizado para determinação da posição de rotor é um encoder incremental. Este requer um procedimento para referenciar uma posição conhecida. O procedimento consiste em aplicar um vetor de tensão na fase *A* do motor para que o pólo norte do rotor se alinhe com este eixo. O vetor é mantido por um tempo suficiente de forma que o alinhamento seja perfeito sem nenhuma oscilação. Após este período, a variável de posição de rotor assume valor zero. A variável de posição varia na faixa entre -180 a +180° elétricos. Assume-se o sentido positivo como sendo anti-horário.

**Determinação da constante de tempo elétrica  $\frac{L}{R}$ .** A constante de tempo elétrica do motor é obtida através da análise da resposta de corrente quando um pulso é aplicado nas fases do motor. O tempo de subida da corrente é determinado entre o instante de aplicação do pulso e o instante em que a corrente estabiliza em um valor contínuo (CC). Considerando a resposta deste sistema como sendo um de primeira ordem, tem-se que a constante de tempo  $\tau = \frac{L}{R}$  (resposta de corrente ao degrau de tensão de um circuito composto por uma indutância e uma resistência em série). O tempo de estabilização da resposta ao impulso de um sistema de primeira ordem pode ser considerado como  $3\tau$  para uma margem de erro de 5%. Desta forma, a constante de tempo do sistema fica sendo determinada por  $\tau = \frac{t_{subida}}{3}$ .

**Determinação da largura do pulso a ser utilizado.** A largura do pulso a ser utilizado é obtido após a determinação da constante elétrica do motor. A largura do pulso é escolhida como sendo  $\frac{\tau}{3}$  de forma a obter uma resposta de corrente aproximadamente linear.

**Determinação do ponto de saturação.** O ponto de saturação é determinado pela avaliação da resposta de corrente após aplicação de pulsos de tensão nas fases do motor de intensidade distinta. Divide-se o valor de tensão pelo valor de corrente atingido com o pulso. Com isso, chega-se a um valor de indutância de fase. A saturação em uma fase acontece quando as correntes são altas o suficiente que resulte numa indutância de fase menor.

**Determinação da amplitude do pulso a ser utilizado.** A amplitude do pulso a ser utilizada deve ser aquela que atinja o ponto de saturação magnética do motor determinado no passo anterior.

A figura 4.4 apresenta um diagrama mostrando as etapas descritas acima. Os níveis de tensão são valores médios modulados por PWM.

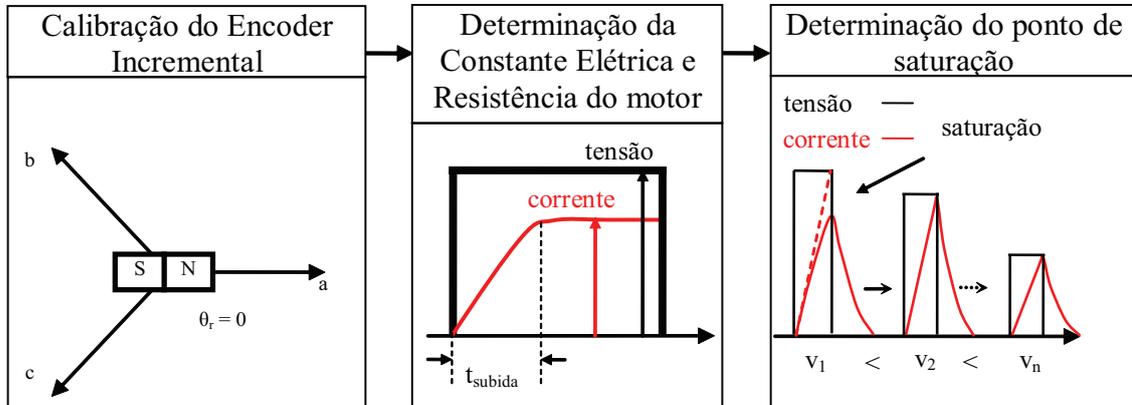


Figura 4.4: Calibração e Avaliação Paramétrica.

A determinação da posição inicial de rotor segue as seguintes etapas:

- Leitura das correntes;
- Pulsação nas fases abc (parâmetro dos pulsos determinados na etapa anterior);
- Avaliação da resposta de corrente;
- Cálculos para determinação da posição inicial.

A figura 4.5 traz o circuito de potência incluindo a ponte de transistores IGBT.

A ponte é composta por seis transistores, sendo três na parte inferior e três na parte superior. O motor está conectado à ponte por três conexões. Cada fase do motor conecta-se a um braço da ponte. Assim como as fases do motor, cada braço é chamado por letras *A*, *B* ou *C*. Um braço é composto por dois transistores que têm o acionamento complementar, ou seja, nunca ligam simultaneamente. Enquanto o transistor superior é ligado, o inferior é desligado, e vice-versa. O transistor superior ativado conecta a fase

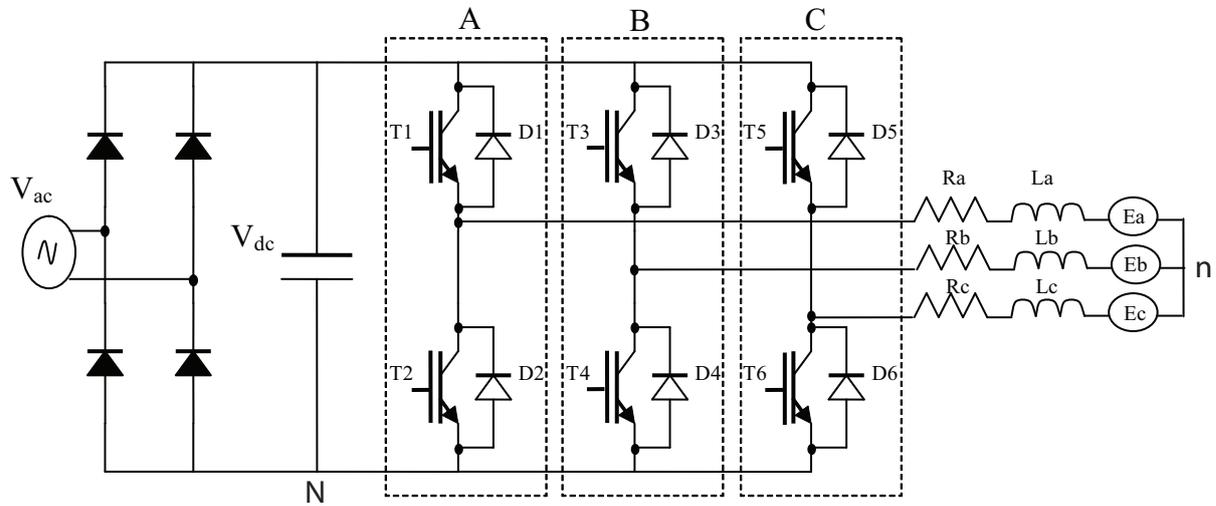


Figura 4.5: Sistema de potência que inclui a ponte de transistores IGBT, ponte retificadora e motor.

do motor ao  $V_{cc}$  que é a tensão de entrada CC da ponte enquanto o inferior conecta a fase à referência, ou zero, da ponte. As tensões de saída (pulsos) nos três terminais do motor são moduladas por PWM operando a 16KHz. Pulsos positivos são aqueles que produzem correntes no sentido do inversor para o motor, também chamada de corrente positiva. Portanto, pela figura 4.5, observa-se que para obtenção de valores positivos de pulso numa fase (e conseqüentemente corrente), o transistor superior do respectivo braço é acionado enquanto os outros braços acionam os transistores inferiores. A obtenção de pulsos negativos segue o processo inverso.

O acionamento dos transistores da ponte inversora pode ser representada por vetores espaciais conforme mostra a figura 4.6.

Dois vetores espaciais são associados a cada braço da ponte, sendo um deles para produzir pulsos e correntes positivas e o outro, negativas. O vetor  $\vec{V}_1$ , por exemplo, está

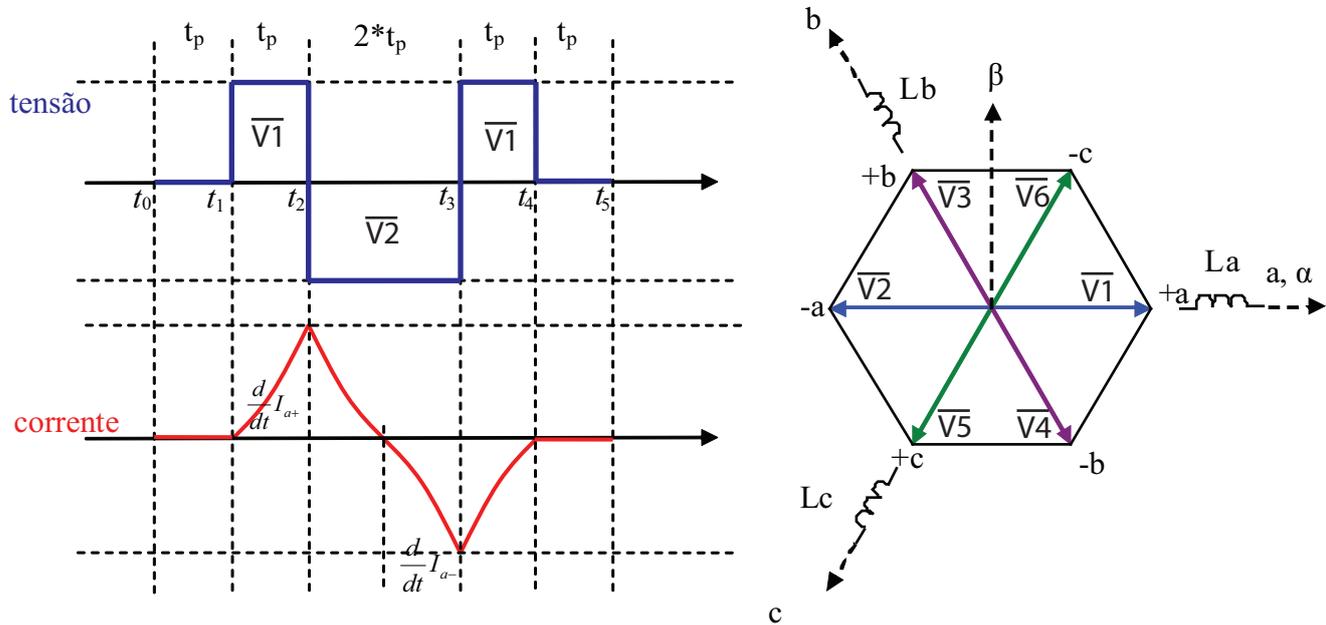


Figura 4.6: Ilustração dos seis vetores de pulso e exemplo de aplicação de pulso.

associado ao transistor  $T_1$ , desenvolvendo corrente positiva na fase A do motor. O vetor  $\vec{V}_1$  está alinhado com a fase A. Também está representada a sequência de pulsos do braço A durante o processo de determinação de ângulo inicial. A forma de onda aplica-se de forma similar às outras fases do motor. O símbolo  $t_p$  representa o tempo de aplicação de um pulso. A sequência de aplicação de todos os seis pulsos, assim como os intervalos, a duração e os transistores acionados é descrito detalhadamente na tabela 4.2.

O algoritmo de determinação de posição de rotor é apresentado na figura 4.7.

Pulsos são aplicados nas três fases do motor e a resposta de corrente é avaliada. As variáveis resposta de cada fase constituem-se de: variação de corrente positiva e negativa. As variações de corrente entram nos cálculos de posição inicial. Os pulsos de tensão possuem valor de tensão fixo e têm a largura determinada de acordo com a constante elétrica do motor e do nível de saturação. A largura de pulso ( $t_p$ ) deve possuir valores até

Tabela 4.2: Sequência de aplicação de pulsos nas fases do motor.

Fase do motor	Intervalo	Transistores ligados	Vetores
A	t0-t1	0 ou T2, T4 e T6	0
A	t1-t2	T1, T4 e T6	$\vec{V}_1$
A	t2-t3	T2, T3 e T5	$\vec{V}_2$
A	t3-t4	T1, T4 e T6	$\vec{V}_1$
A	t4-t5	0 ou T2, T4 e T6	0
B	t0-t1	0 ou T2, T4 e T6	0
B	t1-t2	T3, T2 e T6	$\vec{V}_3$
B	t2-t3	T4, T1 e T5	$\vec{V}_4$
B	t3-t4	T3, T2 e T6	$\vec{V}_3$
B	t4-t5	0 ou T2, T4 e T6	0
C	t0-t1	0 ou T2 e T4 e T6	0
C	t1-t2	T5, T2 e T4	$\vec{V}_5$
C	t2-t3	T6, T1 e T3	$\vec{V}_6$
C	t3-t4	T5, T2 e T4	$\vec{V}_5$
C	t4-t5	0 ou T2 e T4 e T6	0

$\frac{\pi}{3}$  para que a resposta de corrente se aproxime de uma reta.

Na seção 3.3 foi apresentado um equacionamento e algoritmo para obter posição inicial de rotor. O algoritmo de autoria de SCHMIDT (1997) baseia-se em duas etapas e utiliza informações da variação de corrente (resposta de corrente) após aplicação de pulsos nas fases do motor. YING (2008) traz um equacionamento da resposta de corrente nas fases do motor um pouco mais completa. A equação de resposta de corrente apresenta um fator constante, outro dependente de  $\cos(\theta)$  e outro dependente de  $\cos(2\theta)$ . Para as três fases do motor:

$$I_a = I_0 + \Delta I_{01} \cos(\theta) + \Delta I_{02} \cos(2\theta) \quad (4.16)$$

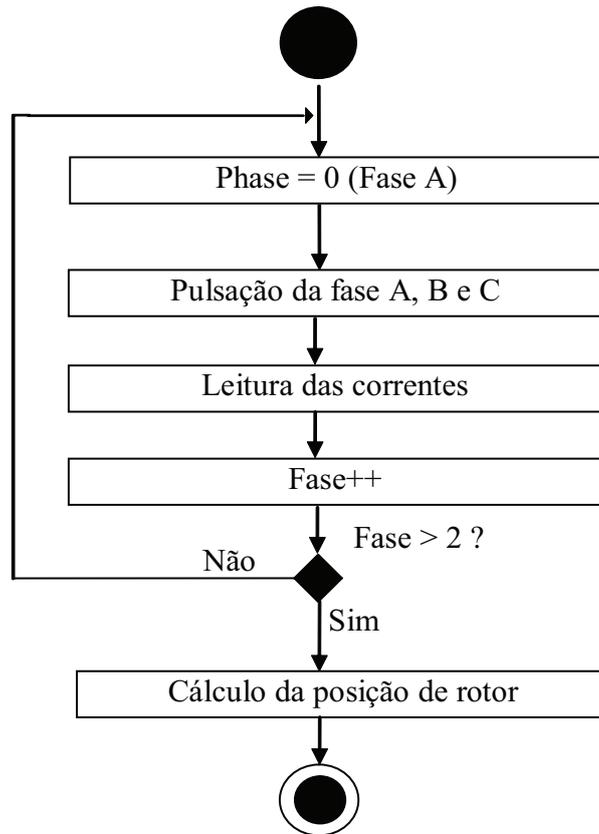


Figura 4.7: Algoritmo para determinação da posição inicial de rotor.

$$I_b = I_0 + \Delta I_{01} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \Delta I_{02} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.17)$$

$$I_c = I_0 + \Delta I_{01} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \Delta I_{02} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.18)$$

onde  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  são as respostas de corrente ao pulso,  $\theta$  é a posição do rotor em graus elétricos,  $I_0 = (I_a + I_b + I_c)/3$ , e os coeficiente  $\Delta I_{01}$  e  $\Delta I_{02}$  são coeficientes determinados por regressão linear através de resultados experimentais.

Baseado nas informações e equações acima, o ângulo inicial é obtido desenvolvendo as equações 4.16, 4.17 e 4.18 de forma a isolar o termo dependente de  $\cos(\theta)$  e eliminar os

termos  $I_0$  e  $\cos(2\theta)$ .

A eliminação dos termos mencionados é realizada pelo artifício de criar uma nova equação de diferença da resposta de corrente entre um pulso aplicado na posição  $\theta$  e outro aplicado na posição  $\theta + \pi$ . Assim:

$$I'_a = I_a|_{\theta} - I_a|_{\theta+\pi} \quad (4.19)$$

$$I'_a = I_0 + \Delta I_{01}\cos(\theta) + \Delta I_{02}\cos(2\theta) - I_0 - \Delta I_{01}\cos(\theta + \pi) - \Delta I_{02}\cos(2\theta + 2\pi) \quad (4.20)$$

$$I'_a = \Delta I_{01}[\cos(\theta) - \cos(\theta + \pi)] \quad (4.21)$$

$$I'_a = 2\Delta I_{01}\cos(\theta) \quad (4.22)$$

De forma similar  $I'_b$  e  $I'_c$  são obtidos.

$$I'_b = 2\Delta I_{01}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.23)$$

$$I'_c = 2\Delta I_{01}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.24)$$

Com isso, tem-se que  $I'_a$ ,  $I'_b$  e  $I'_c$  são funções senoidais com dependência de  $\theta$  exclusiva-

mente. O ângulo pode ser obtido pela transformada de Clarke na qual duas componentes ortogonais são obtidas,  $I'_\alpha$  e  $I'_\beta$  (NOVOTNY , 1996). Depois pela função arco-tangente, o ângulo de posição inicial do rotor é obtido.

$$I'_\alpha = I'_a - \left( \frac{I'_a + I'_b + I'_c}{3} \right) \quad (4.25)$$

$$I'_\beta = \left( \frac{I'_b - I'_c}{\sqrt{3}} \right) \quad (4.26)$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left( \frac{I'_\beta}{I'_\alpha} \right) \quad (4.27)$$



# Capítulo 5

## Simulações

A versão do software MATLAB/SIMULINK utilizado para as simulações é a R2008a.

No ambiente SIMULINK, a simulação é configurada para operar no modo de amostragem fixa e discreta.

A figura 5.1 ilustra o ambiente de simulação completo.

A simulação faz uso do modelo da máquina síncrona de ímã permanente da biblioteca *SimPowerSystems*. Trata-se de uma máquina trifásica de ímã permanente com força contra-eletromotriz (FCEM) senoidal ou trapezoidal. A máquina senoidal é modelada no eixo de referência de rotor  $dq$  e a máquina trapezoidal é modelada no eixo de referência  $abc$ . Os enrolamentos de estator são conectados em Y com um neutro interno. Nesta simulação foi selecionada a máquina com FCEM senoidal.

O modelo do inversor empregado permite o controle para habilitar efeitos de *dead-time* e de quedas de tensão na chave. O bloco recebe como entrada o *duty cycle* do PWM, o valor de tensão de barramento  $CC$  e as correntes do motor. Como saída, o bloco fornece

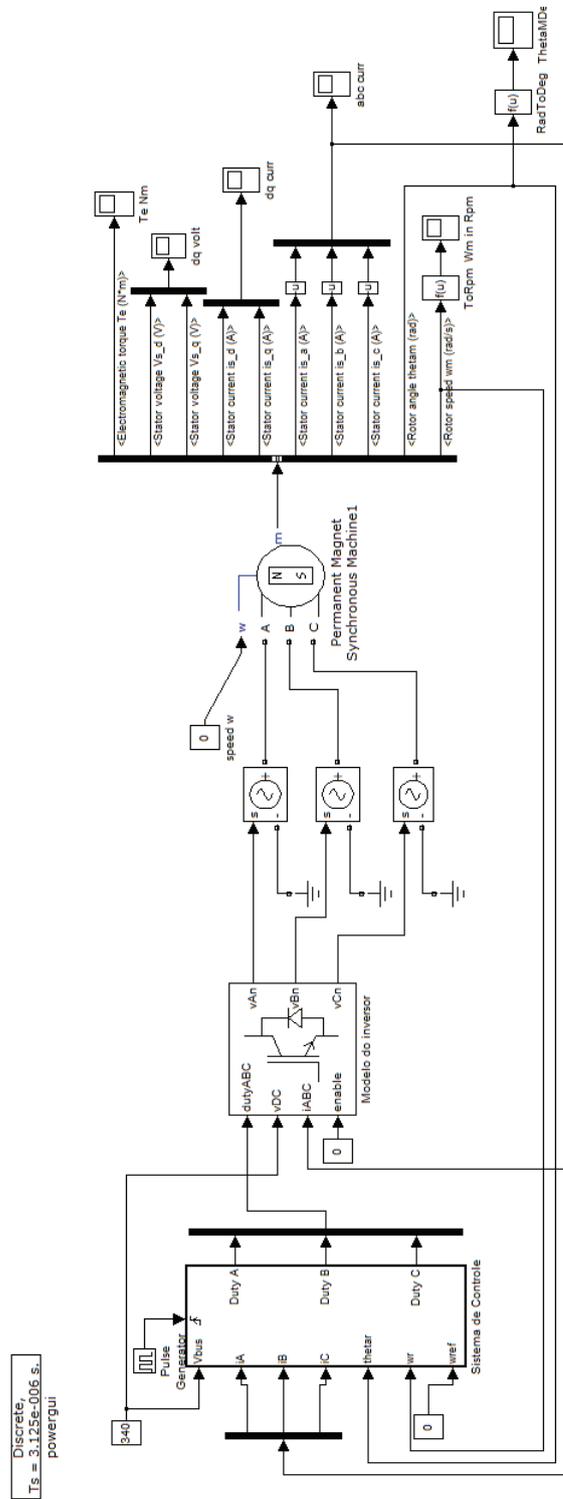


Figura 5.1: Simulação no ambiente MATLAB/SIMULINK.

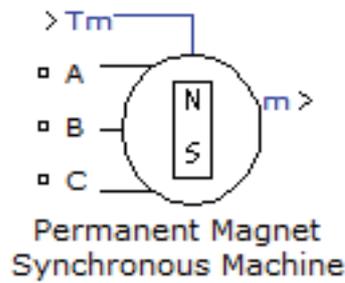


Figura 5.2: Modelo da Máquina Síncrona de Ímã Permanente - *SimPowerSystems* do MATLAB/SIMULINK.

as tensões de fase que devem ser aplicadas nos terminais do motor. Detalhes sobre as compensações implementadas neste bloco são apresentados no Anexo B. A biblioteca *SimPowerSystems* fornece um modelo de chaves IGBTs que poderia ser utilizado para simulação. Este modelo não foi escolhido pois a frequência de amostragem do ambiente de simulação precisaria ser aumentada a 36MHz para refletir o desempenho do circuito de chaveamento PWM. O que aumentaria significativamente o tempo de simulação. O modelo de IGBTs apresentado não necessita de *duty cycle* instantâneo. Ele necessita de um valor analógico (modulado) proporcional ao chaveamento (*duty cycle*) requerido. Desta forma, dispensa-se a alta frequência de amostragem na simulação.

O bloco que implementa o sistema de controle tem como saída os valores de *duty cycle* que são aplicados no modulador PWM. Como entrada o bloco possui as três correntes de fase do motor e a tensão de barramento. O conteúdo do bloco é composto por uma *S-Function* que implementa os algoritmos de controle do motor utilizando código em linguagem C e fazendo uso de matemática de ponto fixo. O que facilita posteriormente a portabilidade e compilação do código para o sistema embarcado.

No ambiente de simulação objetiva-se avaliar o algoritmo de determinação de posição sob diferentes aspectos. Um deles é garantir o correto funcionamento do mesmo de acordo

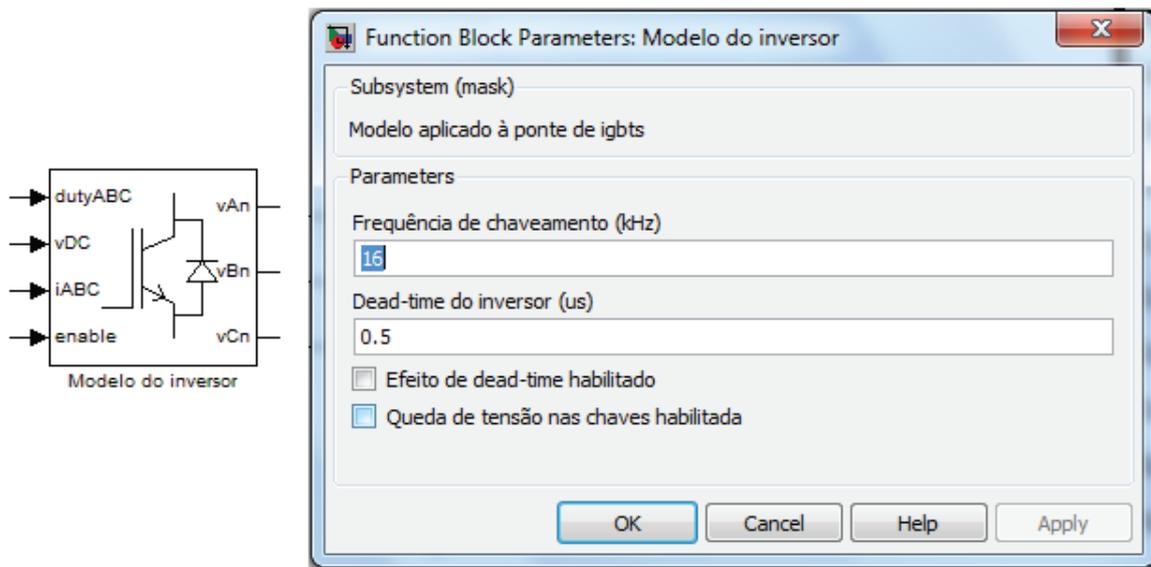


Figura 5.3: Modelo do IGBT.

com as especificações e avaliar se não existe erros de código ou *overflow/underflow* na matemática de ponto fixo implementada. Outro aspecto avaliado é o funcionamento e desempenho do algoritmo de determinação de posição inicial através da avaliação da resposta de corrente.

Como descrito nas seções anteriores, a determinação de posição de rotor depende de aplicação de pulsos nas três fases do motor. Dois parâmetros precisam ser ajustados para os pulsos: (1) a largura e (2) a amplitude.

A largura está diretamente relacionada à constante de tempo elétrica do motor sendo dada pela razão da indutância pela resistência,  $\tau = \frac{L}{R}$ . Quando um pulso é aplicado nas fases do motor, a corrente tende a seguir uma resposta aproximadamente linear logo após a aplicação do pulso. Desta forma, para análise da resposta de corrente foi escolhida a faixa de tempo de  $\frac{\tau}{3}$  como sendo linear e a faixa de análise da resposta. Um vetor de tensão  $\vec{V}_s$  alinhado com a fase *A* de estator é aplicado com intensidade não superior a  $R_s * I_{smax}$  de forma a não exceder a corrente máxima de estator e/ou motor. O tempo

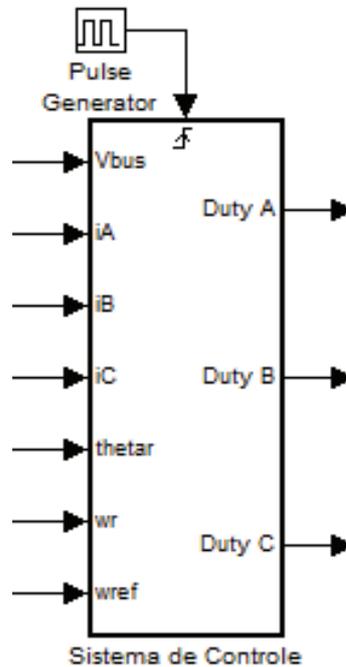


Figura 5.4: Sistema de Controle.

entre a aplicação do pulso e a estabilização da corrente é medido. Considerando o tempo de estabilização como sendo  $3\tau$ , a constante elétrica do motor é obtida.

A amplitude do pulso de tensão é ajustada depois de estabelecida a largura de pulso. Para esta sintonia, considera-se a largura de pulso, a corrente máxima do motor e inversor, o ponto de saturação do motor e a resistência de fase do motor. A largura do pulso de tensão é fixa em  $\frac{\tau}{3}$ . Inicialmente, a amplitude do pulso é ajustada de forma a produzir valores de corrente próximos à corrente máxima. A resposta de corrente segue a equação 5.1.

$$I_{fase} = \frac{V_{fase}}{R_{fase}} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (5.1)$$

Considerando a corrente no final do pulso,  $t = \frac{\tau}{3}$ , a intensidade de pulso é dada por:

$$V_{fase} = R_{fase} I_{fase\max} \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{3}}} \quad (5.2)$$

Em seguida, o valor de amplitude do vetor de tensão dado por 5.2 é aplicado nas fases do motor. Após aplicação do primeiro pulso, um próximo pulso de intensidade 20% inferior é aplicado no motor seguindo este procedimento até o último pulso ser 20% da amplitude do pulso inicial. A resposta de corrente para cada pulso é avaliada assim como a indutância dada por:

$$L = \frac{V_{pulso}}{\frac{\Delta i}{\Delta t}} \quad (5.3)$$

A variação da intensidade de pulsos com largura fixa objetiva obter o ponto de saturação do motor. Quando o motor satura para um dado nível de corrente, a indutância de fase diminui. Desta forma, para cada pulso aplicado, avalia-se a indutância dada por 5.3. Uma vez que o primeiro pulso aplicado é de intensidade maior, espera-se com ele atingir a menor indutância. A intensidade de pulso escolhida para determinação de posição no motor deve ser aquela que produzir o menor valor de indutância.

Para o procedimento acima descrito foi desenvolvido uma rotina dentro de uma *S-function* do MATLAB/SIMULINK para simulação.

As formas de onda da tensão de excitação para o processo de caracterização de pulso são apresentadas na figura 5.5. Os níveis de tensão são valores médios modulados por PWM.

O primeiro pulso aplicado é de amplitude constante e de valor não superior à máxima

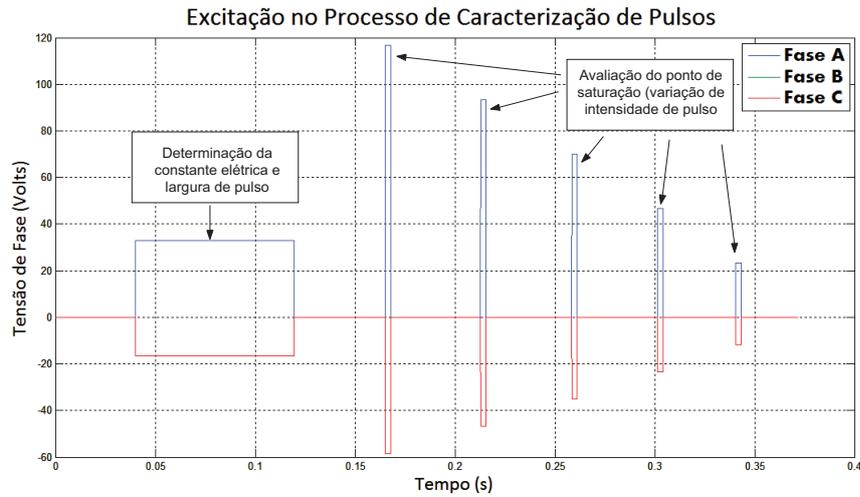


Figura 5.5: Excitação de tensão do processo de caracterização de pulsos.

amplitude de tensão  $CC$  que é determinada pela máxima corrente do sistema e resistência do motor. Este primeiro pulso é para determinação da constante elétrica e largura do pulso. Os pulsos seguintes são aplicados para determinação do ponto de saturação e escolha da intensidade de pulso a ser utilizada no algoritmo de determinação de posição de rotor. A amplitude é decrescente como pode ser observado.

As formas de onda de corrente resultantes do procedimento são apresentadas na figura 5.6 para o motor em estudo. Foi considerada uma razão de indutância  $\frac{L_d}{L_q} = 0.8$  com intuito de simular uma condição de saturação da máquina uma vez que o modelo do motor utilizado não considera efeitos de saturação.

O processo de caracterização de pulso foi executado no motor em estudo. Como o modelo do motor simulado não incorpora efeitos de saturação de estator, a intensidade de pulso escolhida foi a do primeiro pulso. Este mesmo processo de caracterização será avaliado no motor real com objetivo de buscar o ponto de saturação.

O valor de constante elétrica, da largura de pulso e intensidade de pulso resultante da simulação foram:

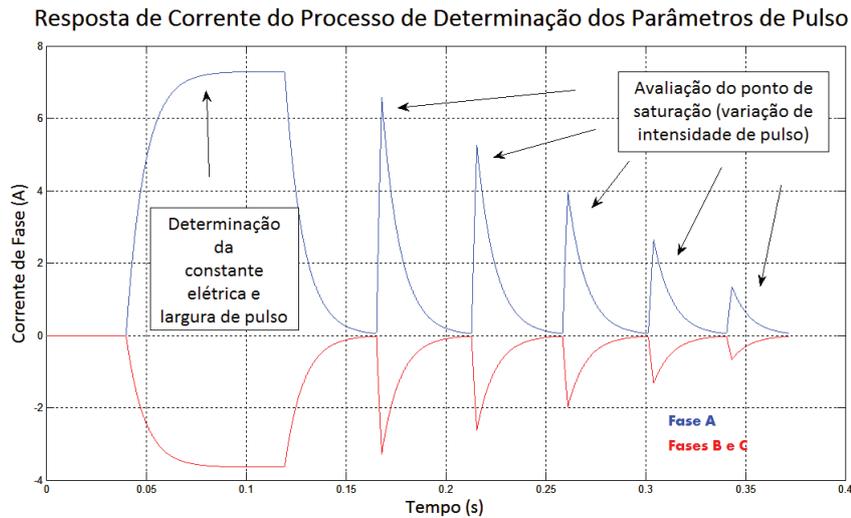


Figura 5.6: Resposta de Corrente do Processo de Caracterização de Pulsos.

- Constante Elétrica: 10 ms
- Largura de Pulso: 3,3 ms
- intensidade de pulso: 117 Volts.

A resposta da execução da simulação do algoritmo de determinação de posição inicial é apresentada na sequência. O algoritmo de determinação de posição inicial é ajustado com os dados obtidos na seção anterior de largura e intensidade de pulso.

A figura 5.7 apresenta as formas de onda de corrente das três fases após aplicação de pulsos em  $V_a$ ,  $-V_a$ ,  $V_b$ ,  $-V_b$ ,  $V_c$  e  $-V_c$ . O tempo de execução do algoritmo é de aproximadamente 0,2 segundos.

A figura 5.8 apresenta um resultado de simulação do valor de pico de corrente atingido em cada uma das três fases em função do ângulo de rotor. Esta variação é similar à variação de indutância esperada em função do efeito de saturação magnética. Para um motor que apresenta apenas efeito de saturação intrínseca (sem saturação magnética) o resultado é muito similar ao apresentado nesta figura. Com o resultado apresentado

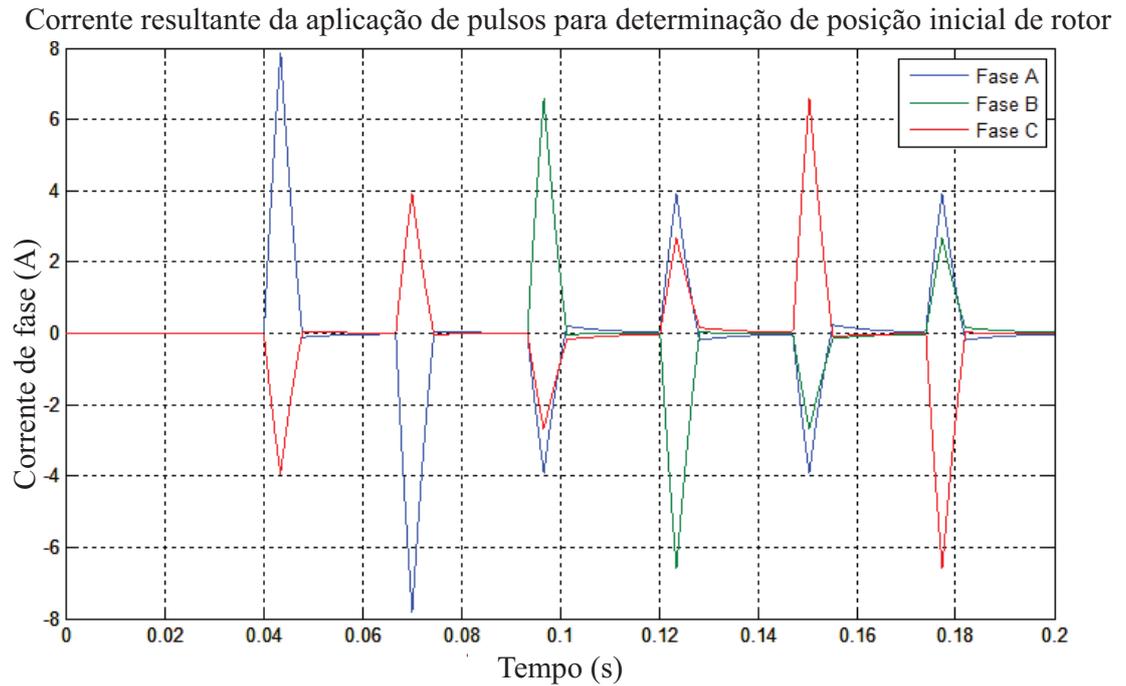


Figura 5.7: Resposta de Corrente do Algoritmo de Determinação de Posição Inicial.

na figura, consegue-se encontrar a direção da posição do ímã, mas não o seu sentido (diferenciação de pólo norte e sul).

A determinação do pólo norte e sul pode ser realizada explorando o efeito de saturação magnética. Este tipo de saturação, faz com que o motor apresente uma leve diferenciação de indutância quando o pólo norte ou pólo sul alinha-se a uma fase do estator. Isto resulta em um pico de corrente ligeiramente distinto também como é apresentado na figura 5.9.

Na figura 5.10, é apresentado o resultado da simulação do algoritmo de determinação de posição inicial. Pelo fato do modelo do motor utilizado não apresentar recurso de modelagem da saturação magnética, a mesma não foi considerada. Desta forma, apenas uma faixa de 0 a 180° foi simulada.

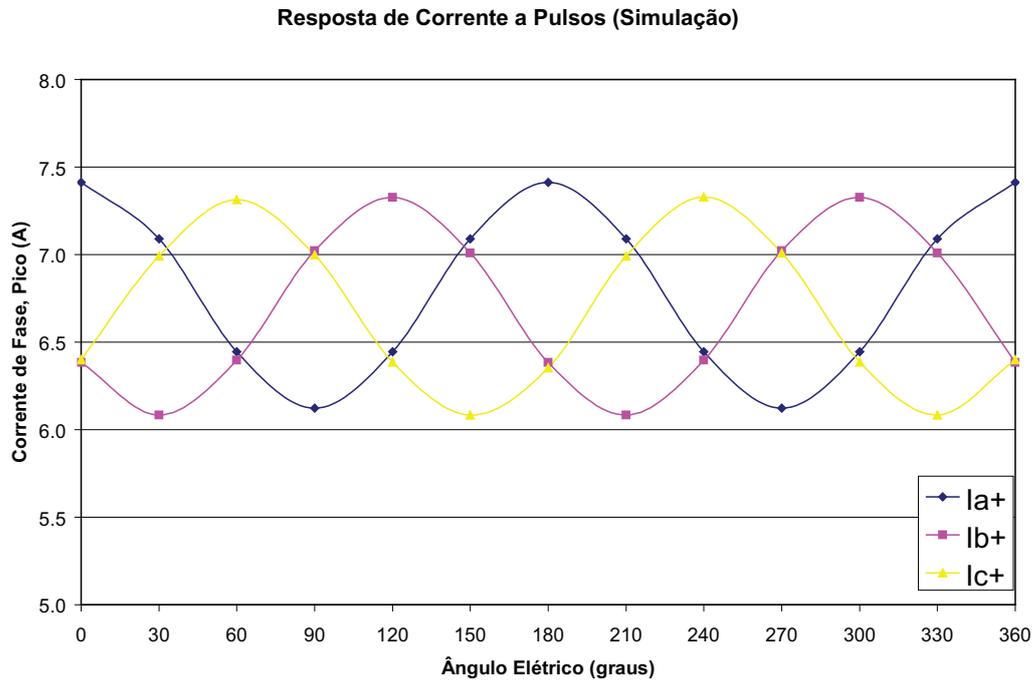


Figura 5.8: Variação de Corrente em Função do Ângulo.

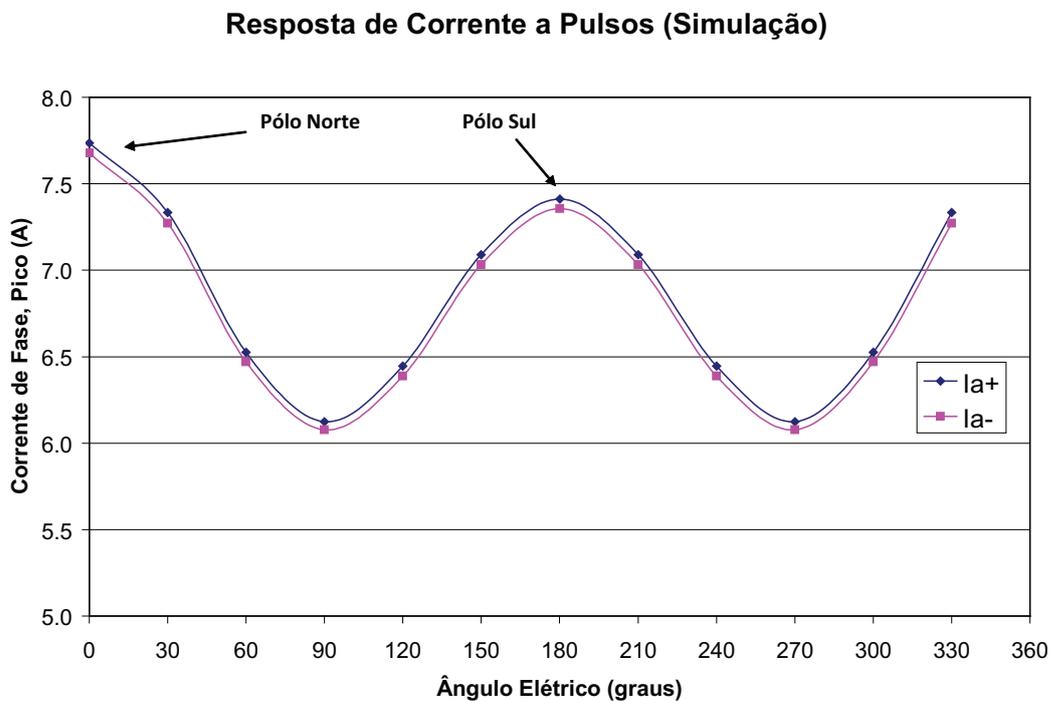


Figura 5.9: Variação de Corrente na Fase A em Função do Ângulo.

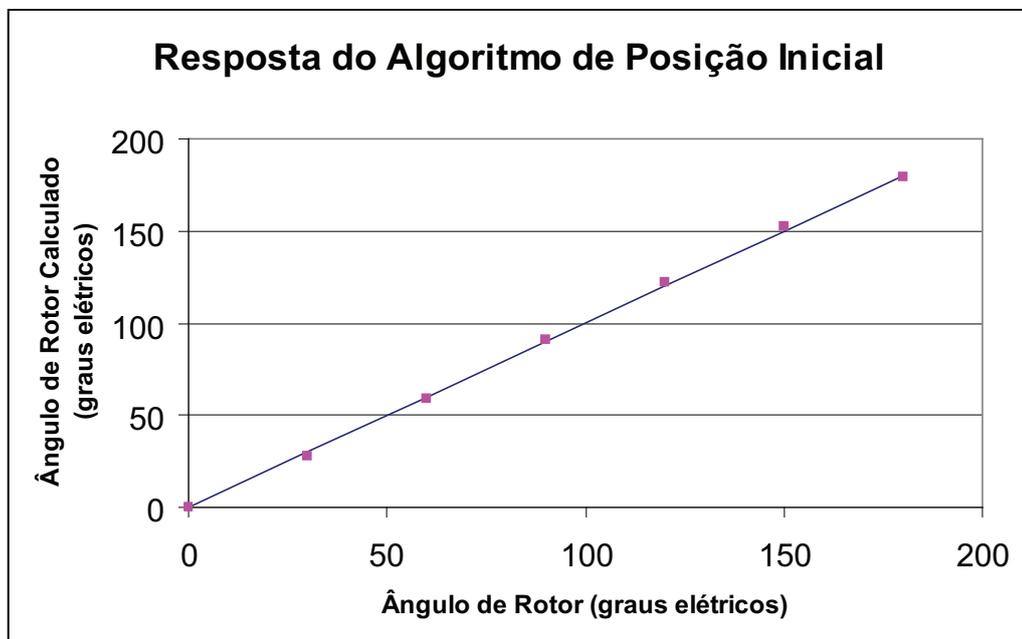


Figura 5.10: Resposta Simulada do Algoritmo de Determinação de Posição Inicial.



# Capítulo 6

## Implementação e Resultados

### 6.1 O Sistema Real Embarcado

#### 6.1.1 O Processador

O sistema embarcado faz uso do microcontrolador STM32F103xB do fabricante ST Microelectronics. O núcleo segue arquitetura do processador ARM Cortex<sup>TM</sup>-M3 de 32bits. As principais características do microcontrolador utilizado encontram-se resumidas na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Dados do microcontrolador.

Dados do microcontrolador	
Núcleo (CPU)	ARM 32-bit Cortex <sup>TM</sup> -M3 CPU 72MHz; 1,25DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) Divisão e multiplicação por hardware (1ciclo)
Alimentação	3.3V
Memória RAM	20KBytes
Memória FLASH	64KBytes
Conversor A/D	2x12bits, 1 $\mu$ s de conversão, 3.6V Amostragem simultânea
DMA	7 canais
I/O	Suporte para timers, ADC, SPI, I <sup>2</sup> C, USART
Timers	Até 80 I/Os rápidas com tolerância a 5V 7 timers 3x 16bits-timers 16bits timer avançado com 6 canais para PWM. Inserção de dead-time e parada emergencial. 2 timer do tipo Watchdog. 1 Systick timer
Interfaces de Comunicação	Até 2x I <sup>2</sup> C Até 3 USARTs Até 2 SPIs (18Mbit/s) Interface CAN USB 2.0 full-speed

### 6.1.2 Ponte IGBT

A ponte de transistores IGBTs utilizada (figura 6.1) é o modelo IRAMS10UP60B do fabricante International Rectifier. As principais características do dispositivo são apresentadas na tabela 6.2.

Tabela 6.2: Dados da ponte IGBT.

Dados da ponte IGBT	
Máxima Tensão IGBT/Diodos (V)	600
Máxima Corrente a 25°C (RMS)	10
Máxima frequência de PWM (KHz)	20
Faixa de Temp. de Junção (°C)	-40 a +150

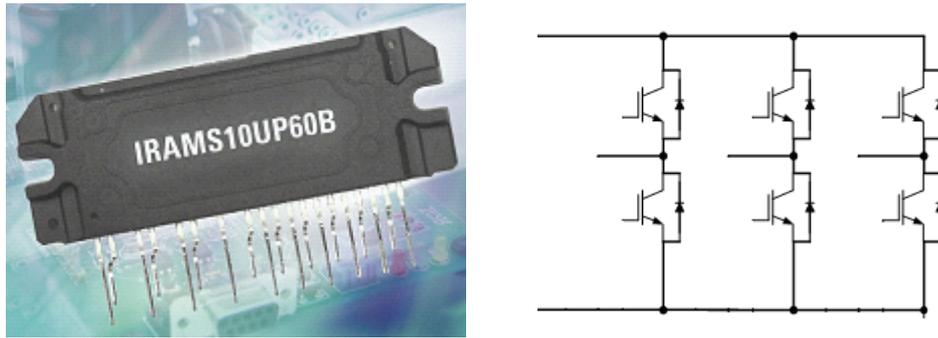


Figura 6.1: Ponte de transistores IGBT.

### 6.1.3 O Sistema de Teste Completo

A figura 6.2 apresenta a configuração de todo o sistema real que foi utilizado para avaliação do algoritmo de injeção de pulsos. O sistema é composto por um computador, uma placa eletrônica de controle, dinamômetro, controlador do dinamômetro, motor sob teste e encoder.

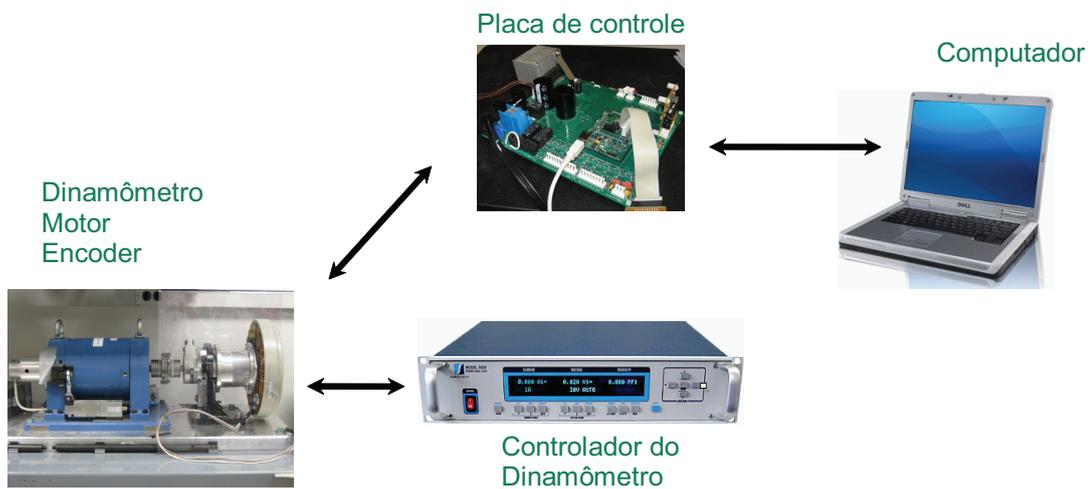


Figura 6.2: Sistema de Teste Completo.

**Computador.** Utilizado para gerenciar a execução do algoritmo na placa eletrônica. Envia comandos e faz leitura de variáveis de depuração.

**Placa de controle.** Contém toda eletrônica embarcada para acionamento do motor

(microcontrolador, inversor, fontes, interfaces de *debug* etc.). Todo recurso de *hardware* e *software* necessário para o comando do motor está embarcado nesta placa.

**Controlador do dinamômetro e dinamômetro.** O uso do recurso do dinamômetro permite a configuração do torque aplicado no eixo do motor. É utilizado para simular diversas situações de execução do algoritmo avaliando deslocamento de rotor quando submetido à injeção de pulsos.

**Encoder.** Utilizado para avaliar a precisão do algoritmo de determinação de posição inicial de rotor.

**Motor.** O motor sob teste é um motor de ímã permanente de superfície.

No ambiente experimental objetiva-se avaliar além da resposta do algoritmo de determinação de posição, a variação da indutância sob diferentes níveis de saturação da máquina. A resposta de corrente do algoritmo também é avaliada e comparada com os resultados de variação da indutância.

#### 6.1.4 O Encoder

O encoder utilizado para avaliação da posição inicial de rotor é um encoder incremental da fabricante BEI conforme ilustrado na figura 6.3 e as especificações do dispositivo são apresentadas em seguida.

- Tipo Incremental.
- Saída: dois sinais em quadratura.
- Tensão de alimentação: 5 a 28V.



Figura 6.3: Encoder incremental.

- Corrente: 100mA.
- Resolução: 1774 pontos por revolução (por canal de saída)
- Resposta em frequência: 100KHz

Por ter dois sinais de saída em quadratura, com esse encoder pode-se obter uma resolução de posição da ordem de  $4 \times 1774 = 7096$  pontos. Considerando o motor avaliado de 21 pares de pólos e conseqüentemente 7560 graus elétricos por revolução mecânica, uma resolução de aproximadamente 1,07 graus elétricos é atingida.

## 6.2 Resultados

### 6.2.1 Análise das indutâncias e efeitos de saturação

As indutâncias de fase de estator do motor estudado apresentam variação de acordo com o nível de corrente de estator e também com a posição angular elétrica de rotor. O mapeamento experimental das indutâncias em função da corrente e posição rotórica

é importante para avaliar a viabilidade do uso do algoritmo de determinação de posição inicial.

Neste experimento foi utilizada uma placa de acionamento (apresentada na seção 6.1.3) como sistema de atuação (aplicação de pulsos) e coleta das respostas de corrente via resistores shunt em cada braço do inversor.

Pulsos são aplicados em cada fase do motor e a resposta de corrente em cada fase é capturada para o cálculo da indutância de fase. A indutância de fase é calculada pela razão da intensidade de pulso pela variação da corrente ao longo do tempo em que o pulso foi aplicado. A largura do pulso utilizada foi de  $1/3$  da constante elétrica de estator com finalidade de obter uma resposta de corrente aproximadamente linear.

A figura 6.4 ilustra a foto da montagem para as medidas.

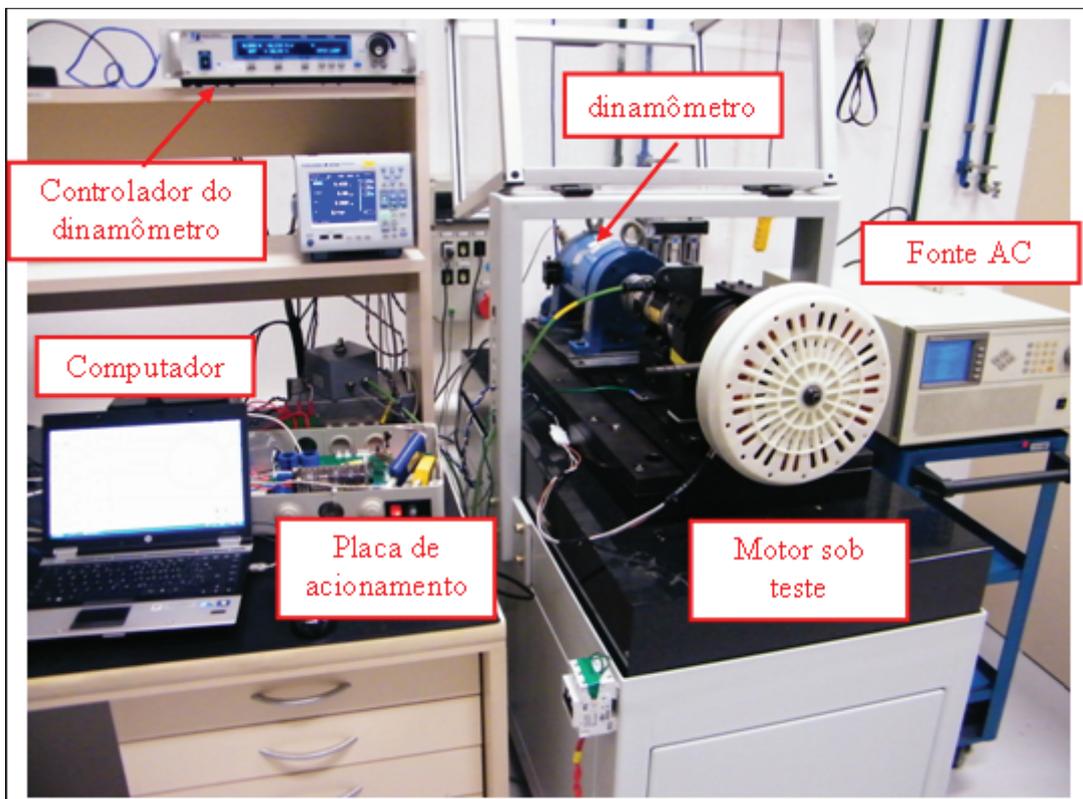


Figura 6.4: Montagem para medidas de variações de indutâncias do motor.

O dinamômetro é utilizado para realizar o travamento do eixo do motor durante o acionamento dos pulsos.

Os pulsos utilizados nesta fase são os mesmos para o algoritmo de execução da estimativa da posição inicial de rotor (ver detalhe do osciloscópio na figura 6.5). Entretanto, nesta etapa apenas a resposta de corrente é analisada para o entendimento da variação dos valores das indutâncias de fase.

Diversas posições angulares elétricas de rotor foram testadas (a cada 30 graus) em diversos níveis de intensidade de pulso (de 100 a 10% da máxima capacidade do inversor, em intervalos de 10%).

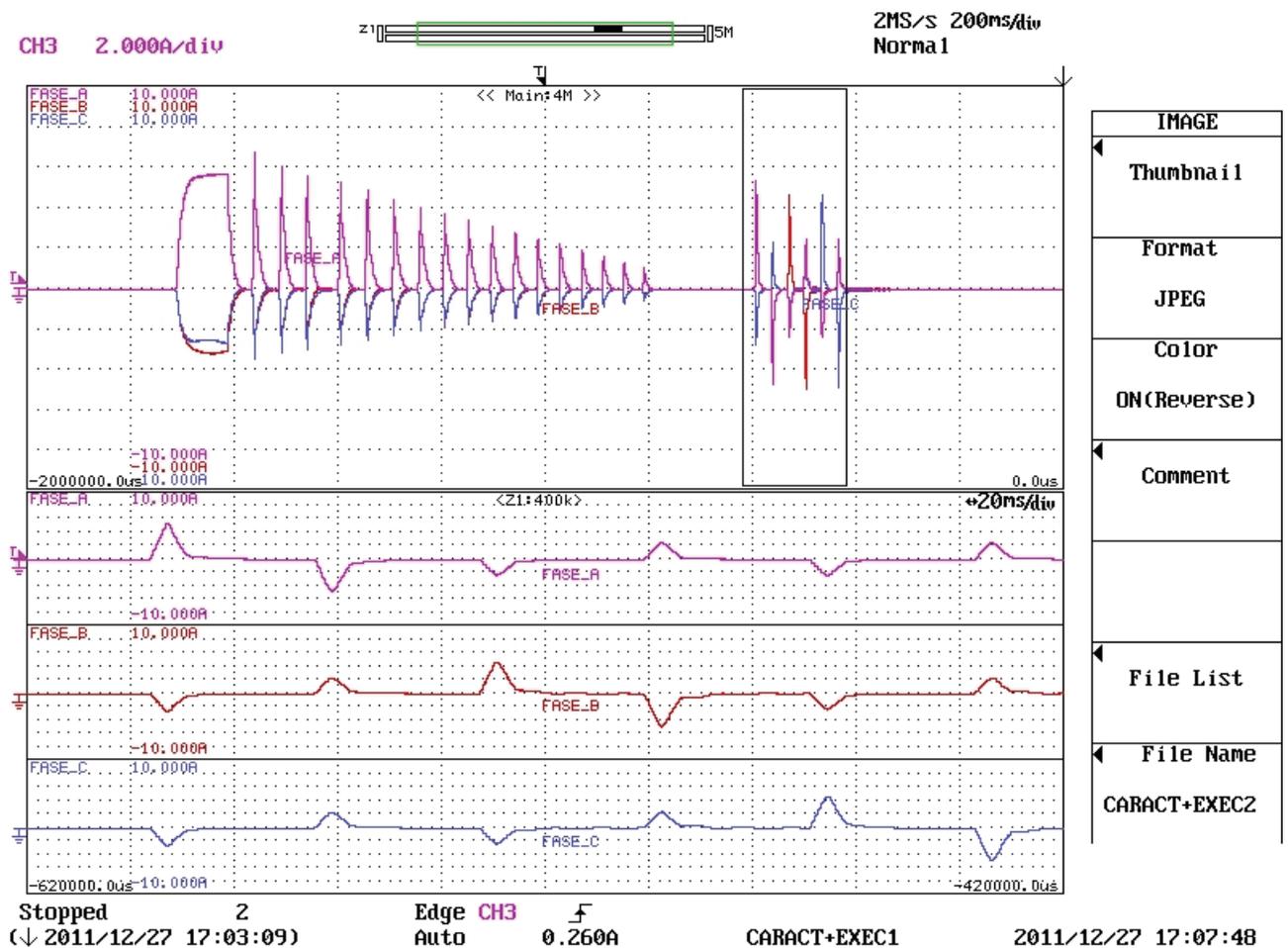


Figura 6.5: Pulsos utilizados para mapeamento das indutâncias.

A figura 6.6 mostra o comportamento das indutâncias de fase para diferentes níveis de corrente de fase quando o rotor está em alinhamento com vetor de pulso de tensão aplicado. Observa-se que com o aumento da corrente, as indutâncias começam a diminuir. Neste caso, acima de 4A. Esta diminuição do valor absoluto da indutância evidencia a presença do efeito de saturação que irá permitir a identificação da posição elétrica inicial de rotor.

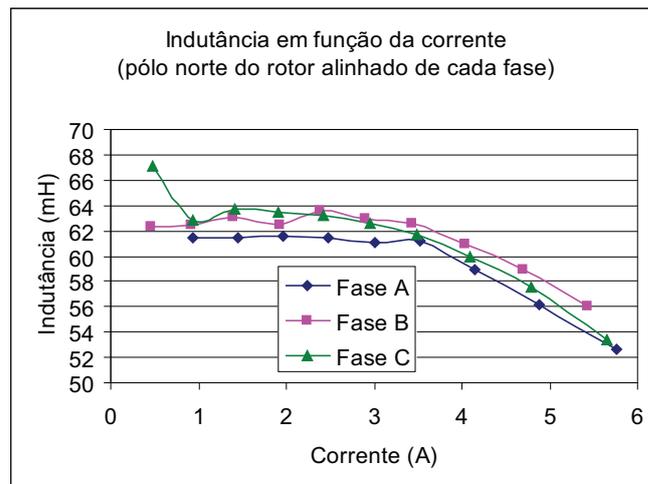


Figura 6.6: Variação da indutância com corrente de fase (Pólo norte de rotor em fase com o vetor de pulso).

A figura 6.7 traz o gráfico da variação das indutâncias das três fases do motor. Neste caso, a direção do rotor está a 90 graus da fase pulsada. Observa-se que não existe variações significativas das indutâncias de fase com a corrente. Isso ocorre porque não houve saturação do ferro com o fluxo gerado com a aplicação de pulsos.

O enlace de fluxo em uma fase é dado pela contribuição de fluxo gerado pela corrente de estator mais a contribuição do fluxo dos ímãs de rotor. A maior contribuição de fluxo de rotor em uma fase ocorre quando o pólo norte de rotor está alinhado com a mesma.

Assim, os gráficos das figuras 6.8, 6.9 e 6.10 trazem informação da variação das indutâncias de fase de estator em função de algumas posições de rotor e para uma determinada intensidade de corrente atingida com a aplicação de pulso.

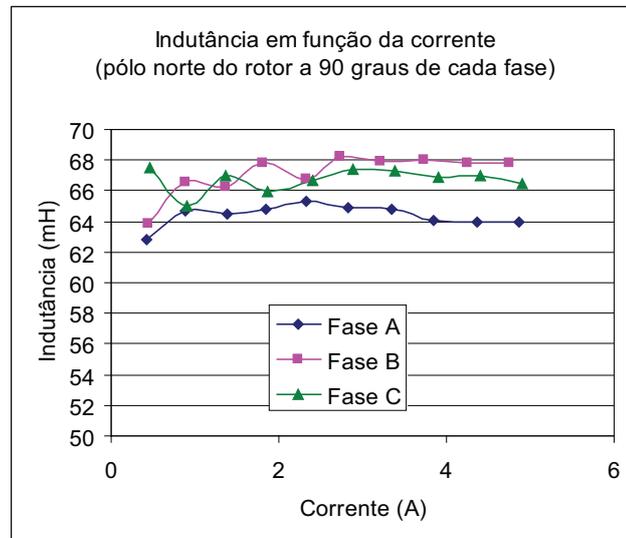


Figura 6.7: Variação da indutância com corrente de fase (Pólo norte de rotor a 90 graus do vetor de pulso).

Obseva-se na figura 6.8 que para a fase A a menor indutância ocorre para a posição de rotor de 0 graus, para fase B 120 graus e para a fase C 240 graus. Essas posições de rotores que resultam na menor indutância coincidem com as posições das fases de estator.

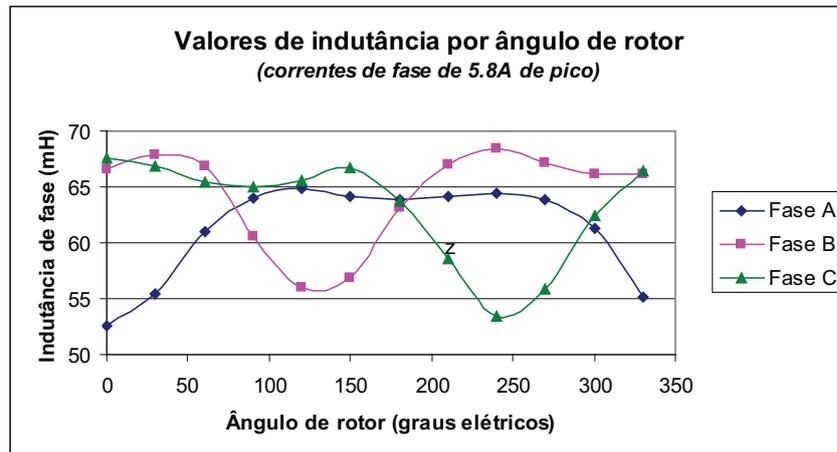


Figura 6.8: Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 5.8A).

Já a figura 6.9 apresenta resultados para outra intensidade de pulso que resulta em correntes de pico de 3.5A. Neste caso, observa-se ainda uma variação das indutâncias para diferentes posições de rotor. Porém, uma variação não tão significativa.

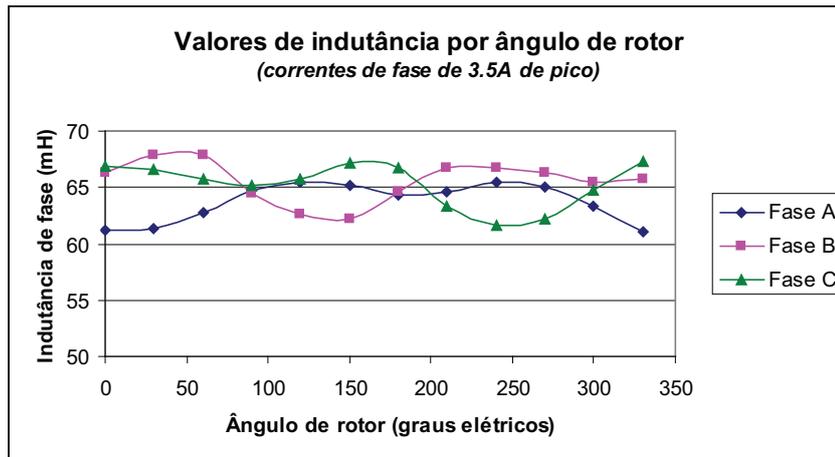


Figura 6.9: Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 3.5A).

Na figura 6.10 são apresentados resultados para outra intensidade de pulso que geram correntes de pico de 1.0A. Neste caso, praticamente não existe saturação do ferro do estator. Observa-se que não existe variação significativa das indutâncias de acordo com a posição de rotor. Portanto, neste caso de intensidade de pulso, pode-se dizer que o algoritmo não produzirá resultados consistentes na determinação de posição inicial de rotor.

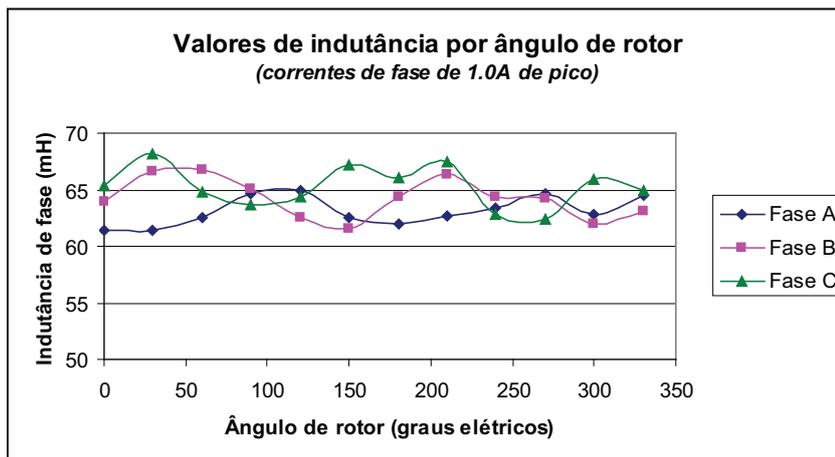


Figura 6.10: Variação da indutância de fase pela posição de rotor (correntes de pico de 1.0A).

Compilando os dados de variação de indutância de fase de acordo com intensidade de corrente de fase e posição de rotor, um gráfico tridimensional das indutâncias do motor

é apresentado na figura 6.11. Este mapa de indutância pode ser realimentado no modelo de simulação para avaliar o algoritmo de determinação de posição inicial.

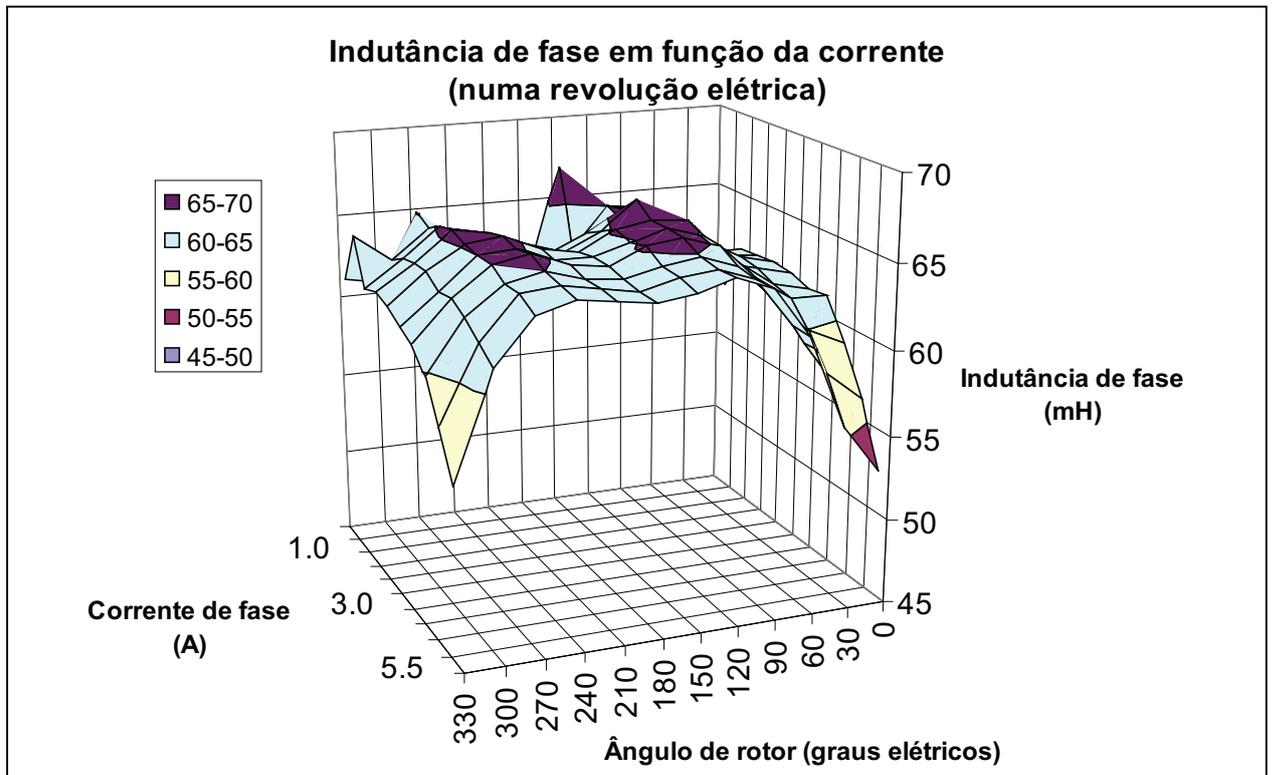


Figura 6.11: Variação da indutância de fase pela posição de rotor e pela intensidade da corrente de fase.

## 6.2.2 Caracterização dos pulsos

Nesta etapa foi realizada a configuração da largura e amplitude do pulso utilizado para determinar a posição. É referida no texto como caracterização do pulso.

O experimento foi realizado com o mesmo motor utilizado anteriormente no dinamômetro. Porém, agora montado diretamente em uma máquina lavadora de roupas que é uma das aplicações da técnica. O motor é acoplado diretamente ao eixo na máquina com um encoder incremental para coleta das informações de posição de rotor (figura 6.12).

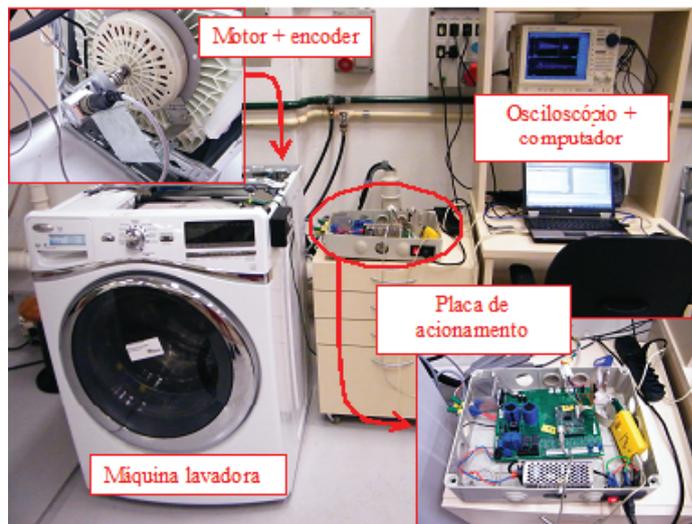


Figura 6.12: Montagem para testes de caracterização de pulso.

A figura 6.13 traz a forma de onda que ilustra a resposta de corrente da aplicação de pulsos com detalhe para a etapa de caracterização do pulso. O primeiro pulso, de maior largura, captura a constante de tempo do estator. As correntes produzidas nas fases B e C, neste caso, deveriam possuir amplitudes iguais entre si e de 50% em relação à fase A (carga em Y balanceada). Neste caso, conforme visto no resultado da figura, um ligeiro deslocamento da fase B em relação à fase C é observado. O que evidencia um comportamento não esperado para a amostra de motor avaliada, embora não impeça a

aplicabilidade do método. Os pulsos seguintes são necessários para identificar a intensidade. Diferentemente da simulação da seção 5, mais pulsos foram utilizados para gerar mais pontos na curva de indutância versus corrente. Esta curva é necessária para localização do valor de intensidade de corrente e intensidade de pulso que cause saturação do ferro do estator. Quanto maior o número de pontos na curva (no gráfico, cada pulso corresponde a um ponto de valor de indutância) mais precisa é a escolha da intensidade de pulso. Neste experimento, a intensidade de pulso variou de 100% da máxima tensão de fase fornecida pelo inversor até 10%, em passos de 5%.

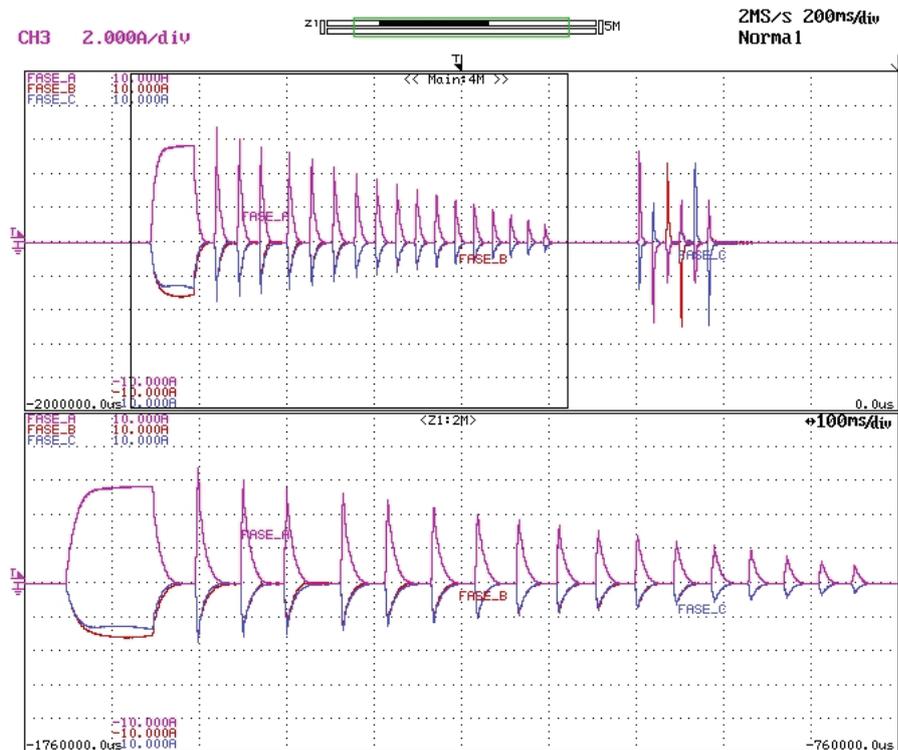


Figura 6.13: Formas de onda da etapa de caracterização dos pulsos.

O resultado da aplicação dos pulsos é um mapeamento da indutância de fase em função da corrente de estator conforme a figura 6.14. Neste experimento, três níveis de tensões CA de entrada da placa de acionamento (tensão antes da etapa de retificação) foram testados para avaliar a influência desta variação na resposta do algoritmo. Observa-

se na figura que existe uma variação absoluta do valor de indutância para diferentes tensões de entrada, porém não influenciando na forma. A forma é o que importa na resposta porque é ela que indica o ponto de saturação. O decréscimo da indutância em função da corrente irá provocar a saturação do ferro. Variações no barramento CC são esperadas quando alguma corrente é drenada do barramento. A geração dos sinais de PWM já contempla uma compensação da variação da tensão do barramento, aumentando o *duty cycle* quando o barramento CC diminui. E diminuindo o *duty cycle* quando o barramento CC aumenta. Entretanto, para circunstâncias em que há uma solicitação rápida de corrente do barramento (que é o caso da aplicação de pulsos), não há tempo hábil para correção do *duty cycle* devido a latência entre a variação real do barramento, a leitura e a compensação do *duty cycle*.

Outro tipo de compensação existente é com relação às perdas do inversor (discutido na seção B). Este tipo de compensação pode influenciar no formato da resposta do valor de indutância conforme apresentado na figura 6.15. Portanto, é recomendado utilizar a compensação de perdas do inversor para avaliar a resposta da indutância de fase em função da corrente de fase.

A tabela 6.3 apresenta resultados do algoritmo de caracterização de pulso para diferentes condições de testes - variações de tensão de alimentação da placa e presença ou não de compensação de perdas do inversor. A constante elétrica obtida foi a mesma para todas condições. Portanto, não existe influencia de variação de tensão média do barramento CC ou então da compensação de perdas do inversor. O ponto de saturação encontrado foi praticamente o mesmo para todas as circunstâncias, apresentando leve variação para a condição de tensão nominal de 120V com compensação de perdas do inversor.

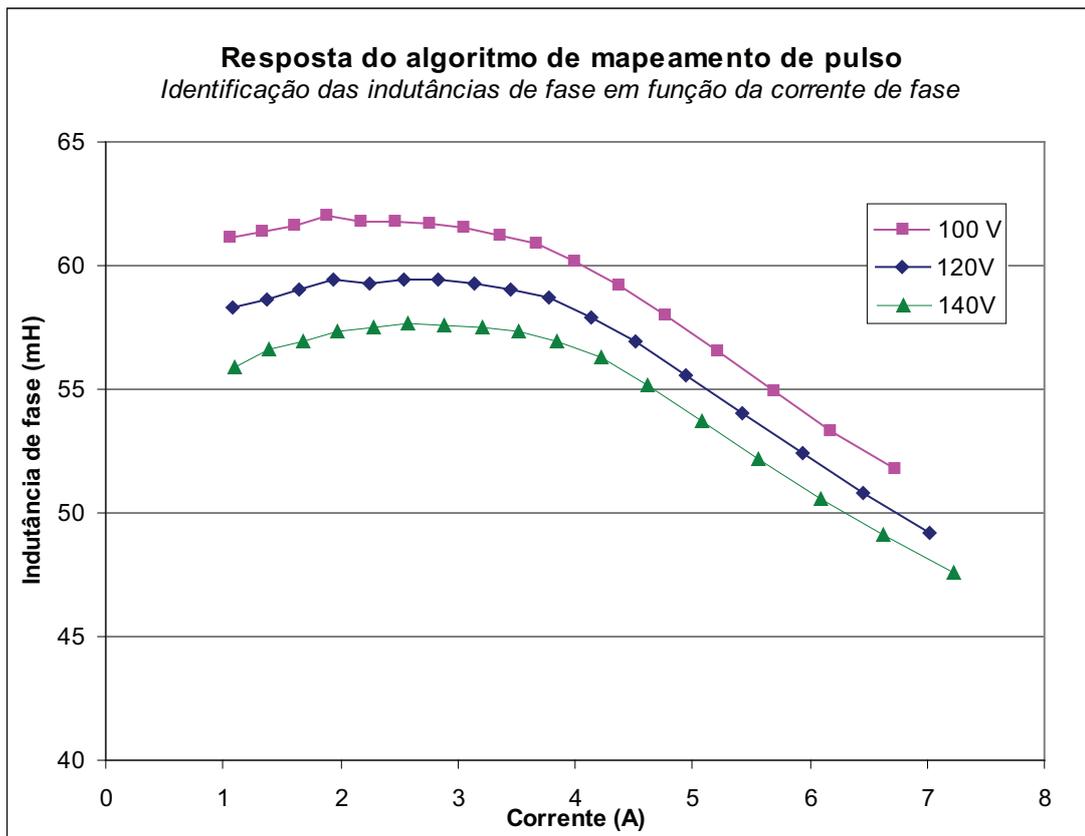


Figura 6.14: Variação da indutância de fase versus corrente para diferentes níveis de tensão de barramento CA.

Tabela 6.3: Resultados da caracterização de pulsos.

Respostas	120V, sem comp.	120V, com comp.	100V, com comp.	140V, com comp.
Const. tempo elétrica (ms)	9,5	9,5	9,5	9,5
Intensidade de pulso para saturação(%)	60	50	60	60

### 6.2.3 Execução do algoritmo de determinação de posição de rotor

A figura 6.16 traz a resposta de corrente de todos os pulsos aplicados no motor num processo de determinação de posição inicial. Como dois pulsos são aplicados por fase, no motor trifásico sob teste, o método contém 6 pulsos, cada um defasado do outro de  $180^\circ$

Pulsos positivos em um determinado eixo são aqueles que produzem um vetor de fluxo

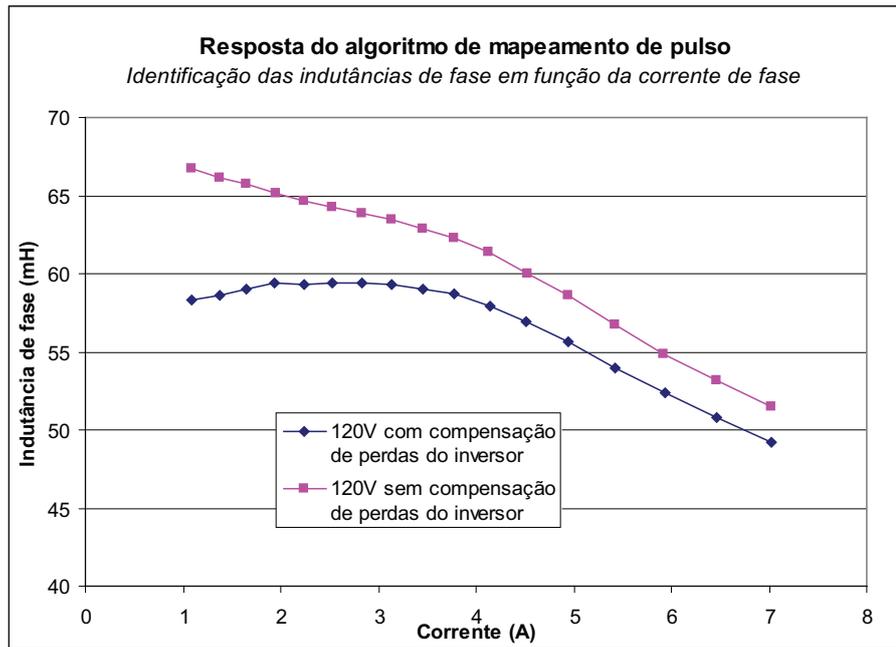


Figura 6.15: Variação da indutância de fase versus corrente (com e sem compensação de perdas do inversor).

no mesmo sentido e direção do eixo. Assim, na figura 6.16  $I_{a+}$  representa a resposta de corrente para um fluxo no sentido do eixo a.  $I_{a-}$ , por outro lado, representa a resposta de corrente para um pulso aplicado no sentido oposto,  $a-$ . Numa revolução elétrica completa, a sequência de fases para um movimento no sentido anti-horário é dada por  $a+ c- b+ a- c+ b-$ .

Quanto maior é o valor da corrente atingida, menor é a indutância e maior a saturação do ferro do estator. Na figura 6.16, quando o rotor está na posição  $0^\circ$ , ou seja, alinhado com a fase A, a resposta de corrente para o pulso  $I_{a+}$  alcança o valor máximo. Já a fase  $I_{a-}$  apresenta valores máximos apenas quando o rotor está em alinhamento com  $A-$  ( $\pm 180^\circ$ ). Os picos de cada forma de onda coincide com o posicionamento de cada fase do motor. Por exemplo,  $I_{a+}$  ( $0^\circ$ ),  $I_{b+}$  ( $120^\circ$ ) e  $I_{c+}$  ( $-120^\circ$ ).

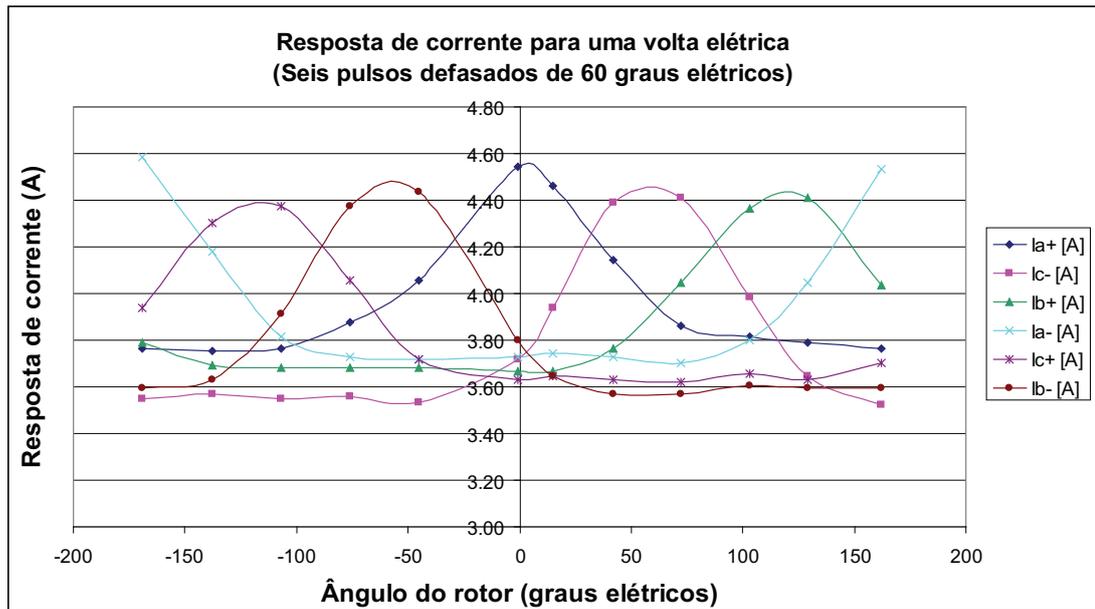


Figura 6.16: Resposta de corrente para uma volta elétrica mostrando resposta de todos os pulsos aplicados.

### Resposta de corrente aos pulsos

Este teste foi realizado com tensão de barramento de 120V.

A resposta de corrente aos pulsos para as três fases é apresentada nas figuras abaixo. Em cada gráfico existe a apresentação de duas respostas de corrente. Para a fase A do motor existe a resposta de corrente denominada  $d(I_{a+})/dt$  e a  $d(I_{a-})/dt$ . A resposta com o sinal de "+", refere-se à que está relacionada com o vetor de pulso alinhado com a fase A. Na resposta com sinal de "-", o vetor de pulso foi aplicado no sentido oposto da fase A, ou seja, a 180 graus da mesma.

Uma maior variação da resposta de corrente significa uma menor indutância de fase. Portanto, nas regiões do estator mais suscetíveis à saturação, devemos observar um maior derivada de corrente, maior [A/s].

As formas de onda sinalizadas com (+) apresentam picos de respostas de corrente para

as fases A, B e C em 0, 120 e -120 graus, respectivamente. Coincidindo, portanto, com o que é esperado em termos de saturação do ferro.

A mesma análise é válida para as respostas sinalizadas com (-). Picos de respostas de corrente ocorrendo em 180, -60, 60 para as fases A, B e C, respectivamente.

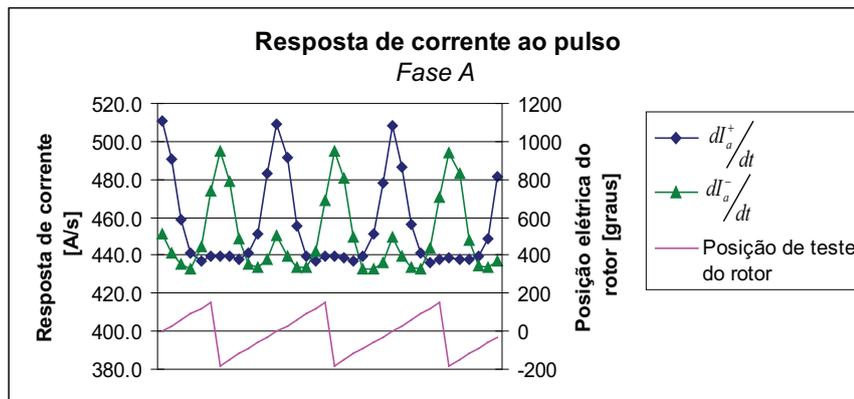


Figura 6.17: Resposta da corrente na fase A para diferentes posições de rotor.

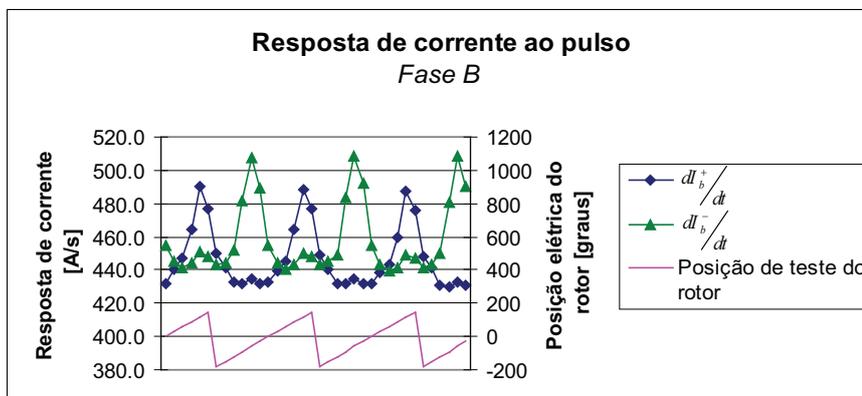


Figura 6.18: Resposta da corrente na fase B para diferentes posições de rotor.

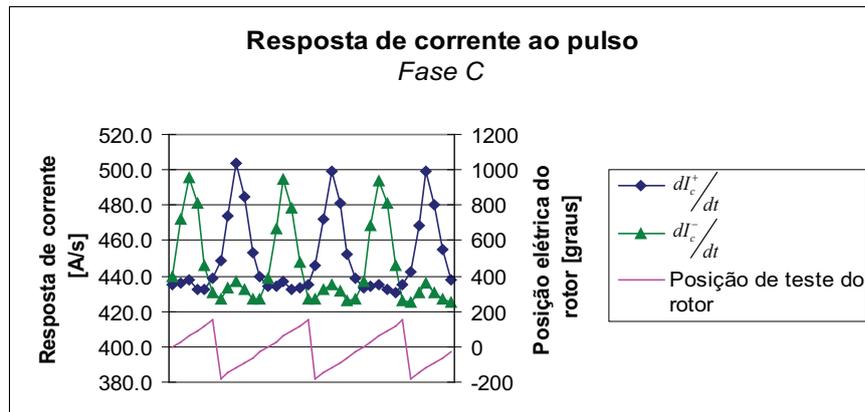


Figura 6.19: Resposta da corrente na fase C para diferentes posições de rotor.

### Variação da resposta de corrente aos pulsos

A variação da resposta de corrente é definida para cada fase do estator. Define-se como a diferença entre a resposta de corrente de um vetor de pulso alinhado com uma determinada fase (+) e a resposta de corrente de um vetor de pulso alinhado a 180 graus desta mesma fase (-). A variação da resposta de corrente é o sinal utilizado para a determinação da posição inicial de rotor. A variação da resposta de corrente ideal seria uma forma de onda senoidal de cada fase do motor defasadas 120 graus entre elas.

A variação da resposta de corrente foi avaliada em três circunstâncias de intensidade de pulso: 20%, 70% e 100% da máxima intensidade do vetor de pulso permitida pelo inversor.

Para o caso em que a intensidade de 100% foi utilizada, observa-se uma variação aproximadamente senoidal nas três formas de onda. A forma de onda aproximadamente senoidal implica que o ferro foi suficientemente saturado de forma a prover a informação da posição de rotor.

Quando a intensidade de pulso foi reduzida para 70%, observa-se ainda uma tendência

senoidal nas formas de onda para as três fases do motor. Entretanto, já ocorrem algumas distorções harmônicas que prejudicam a estimativa da posição inicial de rotor. Os níveis de saturação do ferro de estator atingido com esta intensidade do vetor de pulso passa a implicar em erros maiores na estimativa de posição inicial de rotor.

Níveis de intensidade do vetor de pulso de 20% apresentam uma resposta totalmente insatisfatória da variação da resposta de corrente. Neste caso, o emprego do cálculo de posição inicial de rotor não produzirá resultados consistentes.

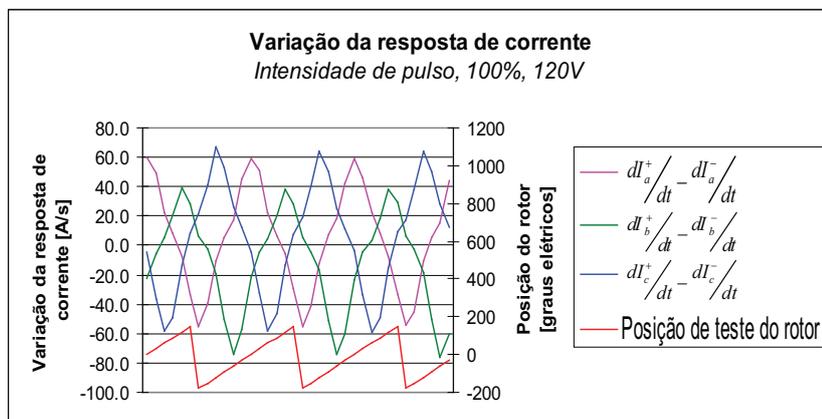


Figura 6.20: Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 100%.

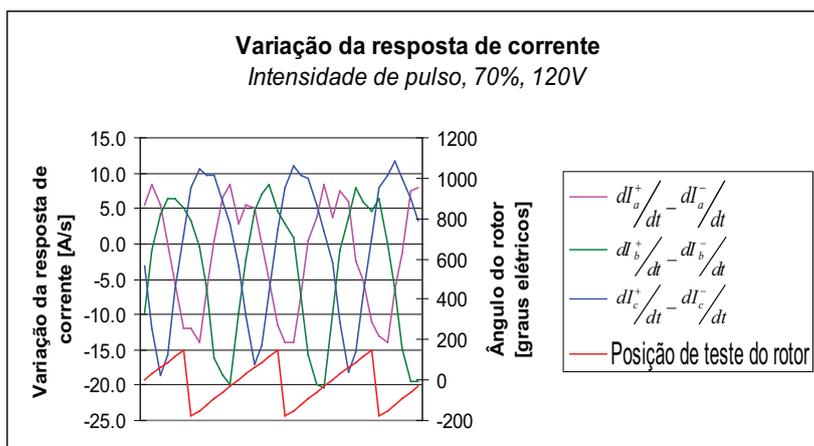


Figura 6.21: Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 70%.

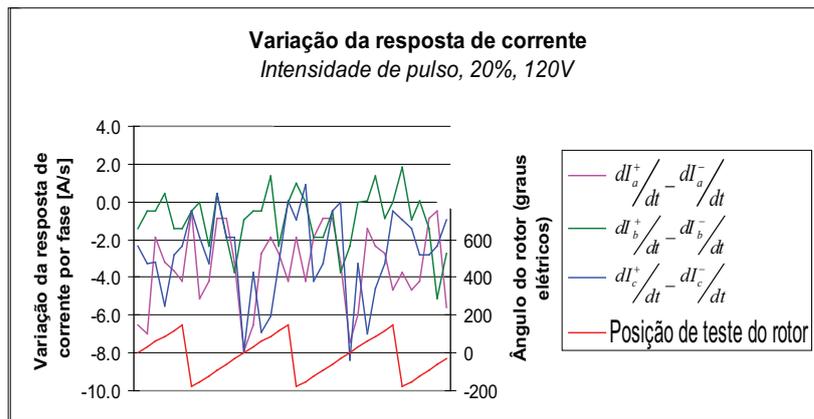


Figura 6.22: Variação da resposta da corrente nas fases ABC para intensidade de pulso de 20%.

### Variando níveis de tensão do barramento CA

Testes com aplicação de pulsos foram realizados com intuito de entender a influência da variação da tensão média de barramento CC na variação da resposta de corrente de cada fase. A tensão média de barramento foi alterada variando a tensão CA de entrada. Três valores de tensão CA foram testados: 100V, 120V e 140V. Para os três casos, conforme observado nas figuras a seguir, não foram observadas variações significativas na forma da variação da resposta de corrente.

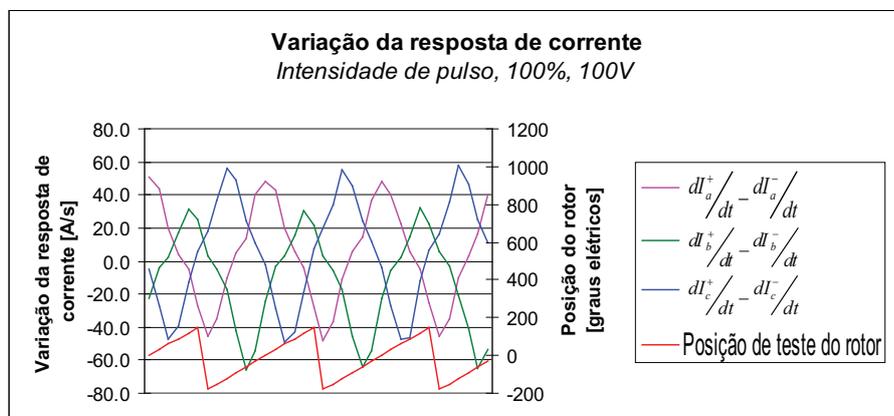


Figura 6.23: Variação da resposta de corrente (barramento CA 100V, intensidade 100%)

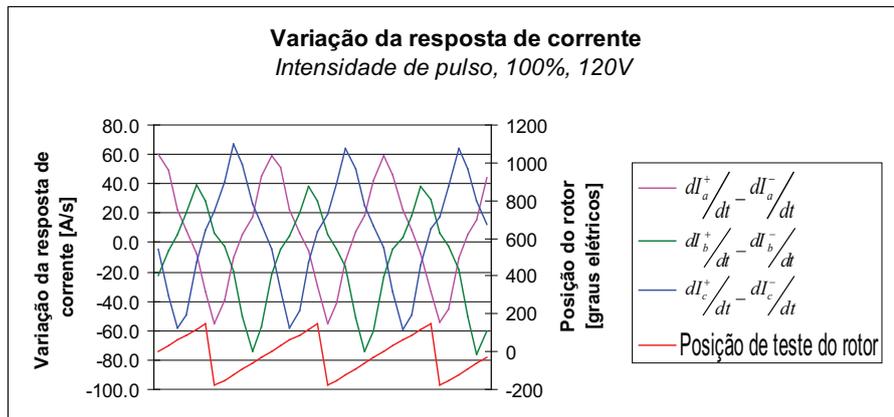


Figura 6.24: Variação da resposta de corrente (barramento CA 120V, intensidade 100%)

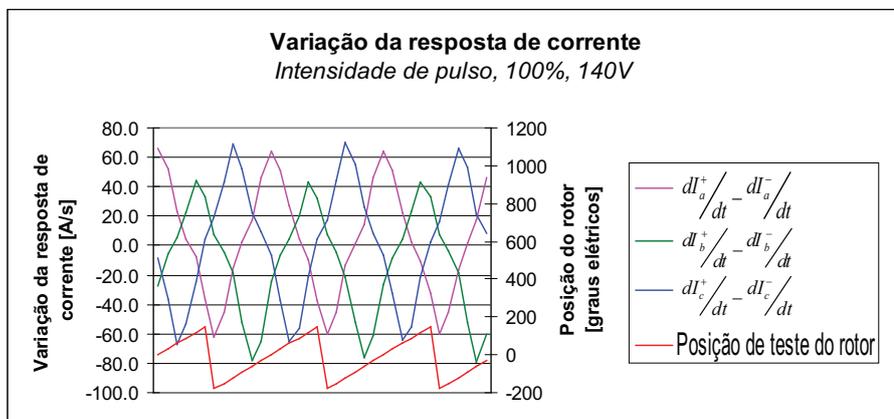


Figura 6.25: Variação da resposta de corrente (barramento CA 140V, intensidade 100%)

## Movimento do rotor

A execução da injeção de pulsos, embora aplicados de forma a produzir um torque médio nulo, gera algum torque instantâneo diferente de zero que provoca algum movimento de rotor. Os gráficos a seguir apresentam as variações de posição de rotor imediatamente após a aplicação de pulsos. O movimento de rotor foi capturado com encoder incremental de resolução de 1 grau elétrico. Três valores de intensidade de pulso foram avaliados: 20%, 70% e 100%.

Pelos gráficos podemos observar que quanto maior a intensidade do vetor de pulso, maior é o deslocamento de rotor durante a injeção. Para 20% de intensidade de pulso,

aproximadamente 3 graus elétricos de movimento foi observado, enquanto que para 100% de intensidade de pulso, 6 graus elétricos.

O dimensionamento da intensidade de pulso deve satisfazer os requisitos de ruído acústico (menor intensidade melhor), de saturação do ferro (maior intensidade melhor) e de movimento de rotor (menor intensidade melhor).

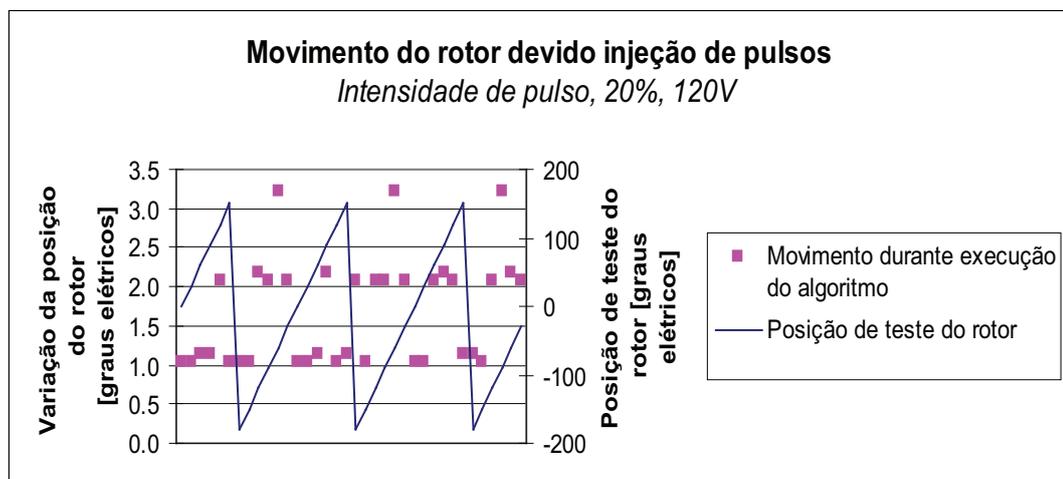


Figura 6.26: Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 20%)

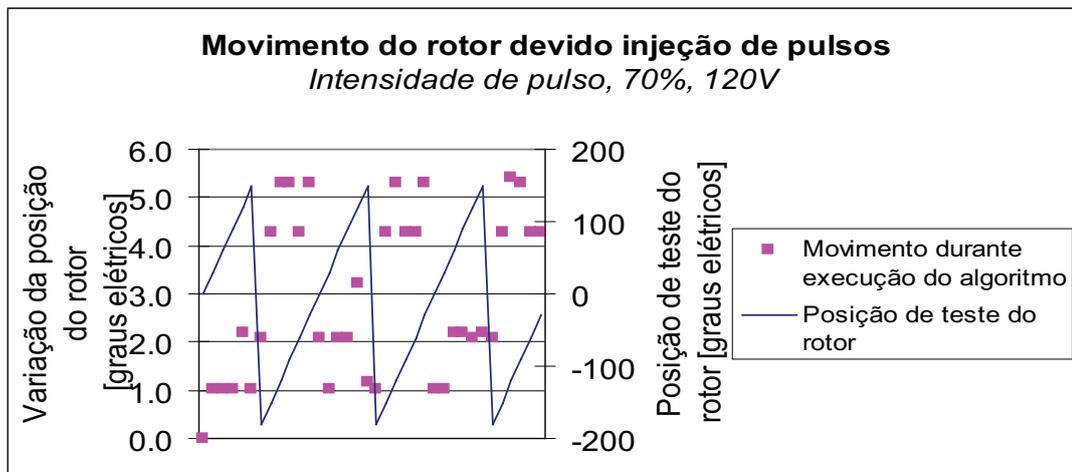


Figura 6.27: Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 70%)

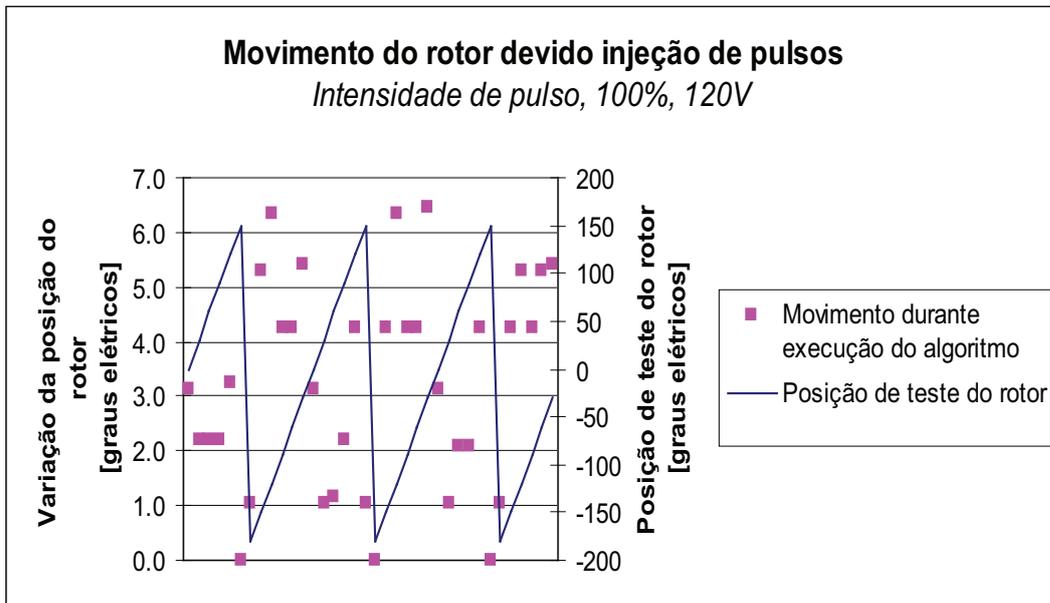


Figura 6.28: Movimento do rotor após aplicação de pulsos (pulso de intensidade 100%)

### Estimativa da posição de rotor

A posição estimada de rotor foi testada para diferentes condições de intensidade de pulso: 20%, 70% e 100% da máxima capacidade do inversor. Os testes foram realizados com tensão nominal de entrada CA, 120V.

No teste com 20% de intensidade de pulso não há resultados consistentes da posição estimada de rotor. No teste com 70% de intensidade de pulso os resultados de posição estimada versus a real já apresentam resultados consistentes. Os valores estimados tendem a coincidir com a posição real. Erros da ordem de 30 graus elétricos foram obtidos ao longo de uma revolução elétrica. Os melhores resultados ocorreram para a condição em que a maior intensidade de pulso foi empregada, 100%. Resultados consistentes de estimativa de posição foram obtidos com erros de até 25 graus elétricos ao longo de uma revolução elétrica. Erros menores seriam obtidos não fosse o deslocamento do valor médio da forma de onda da variação da corrente nas fase B conforme figuras 6.23, 6.24 e 6.25.

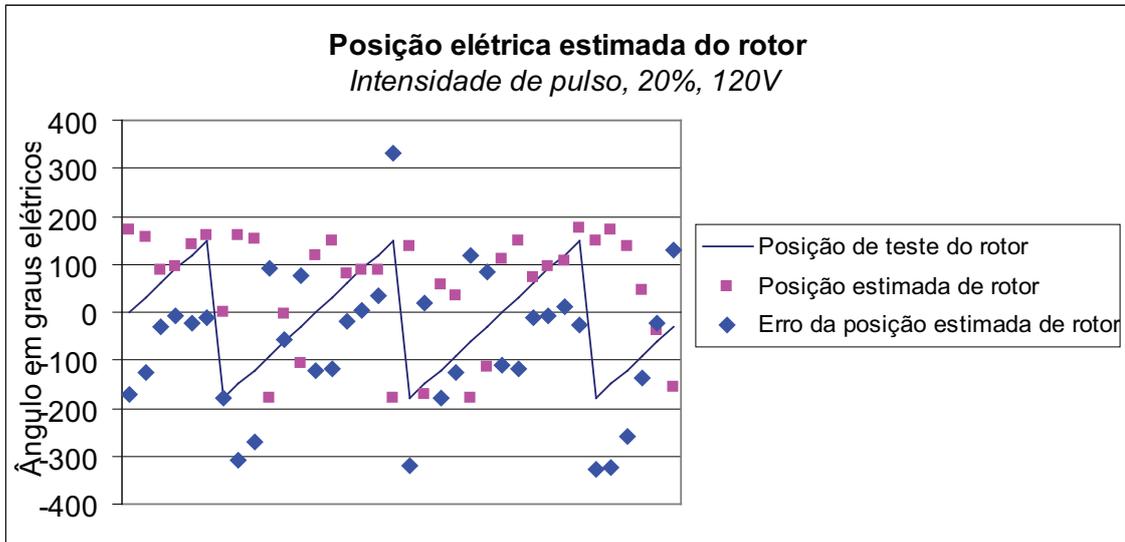


Figura 6.29: Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 20%).

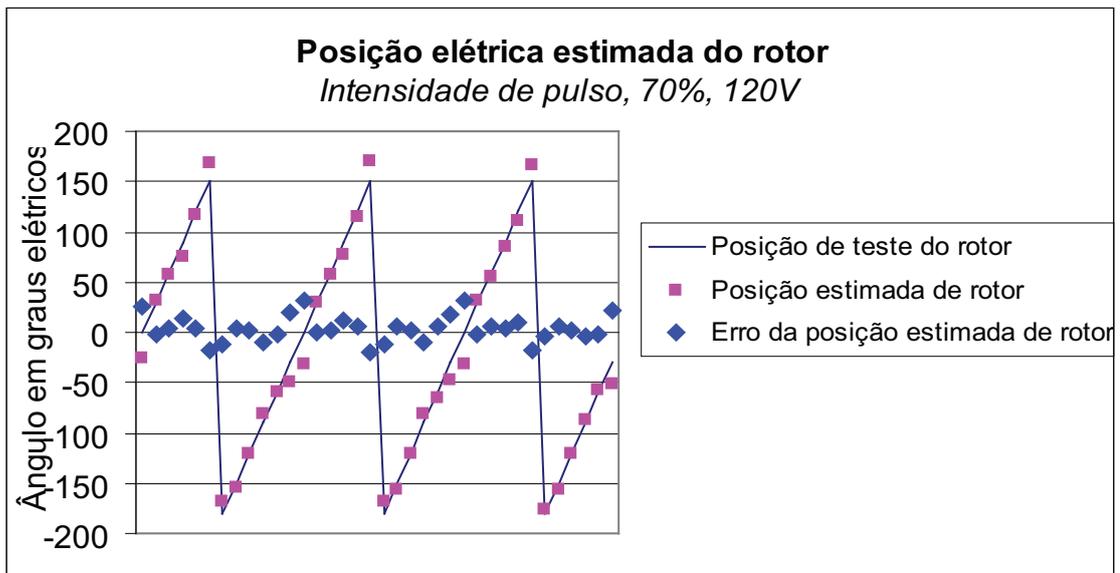


Figura 6.30: Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 70%).

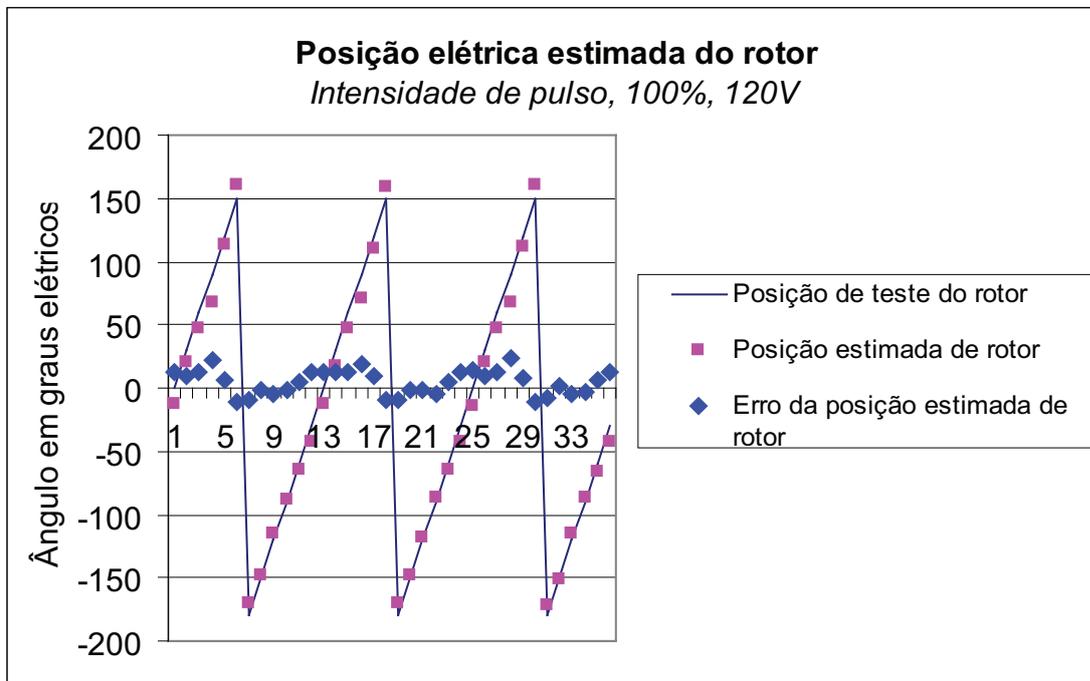


Figura 6.31: Resultado do algoritmo de estimação de posição (intensidade de pulso de 100%).

# Capítulo 7

## Conclusões

Este trabalho avaliou o desempenho de uma técnica de determinação de posição inicial para máquinas síncronas de ímã permanente de superfície. O destaque para este tipo de técnica é a não necessidade de utilizar componentes adicionais no sistema.

A técnica avaliada exige que as correntes desenvolvidas com a aplicação de pulsos provoque saturação do ferro do estator. A saturação faz criar uma saliência fictícia que permita a determinação da posição de rotor, uma vez que máquinas de ímãs permanentes de superfície são intrinsecamente não salientes.

A resposta de corrente após aplicação de pulsos, por não possuir uma dependência direta com o ângulo de rotor, necessita de algumas manipulações para se chegar à informação de ângulo de rotor. Por exigir o efeito de saturação do ferro do estator, torna-se necessário entender o ponto de saturação da máquina antes da execução do algoritmo.

O trabalho teve a proposta de um algoritmo de ajustes de pulsos de forma a criar uma mecanismo automático de avaliação do ponto de saturação. Este processo foi chamado de

caracterização dos pulsos. Nos testes foi observada uma repetibilidade com relação à determinação da constante elétrica do motor e conseqüentemente largura de pulso. Também não foi observado efeito significativo da variação da tensão de alimentação do barramento CA e CC. Os efeitos de perdas do inversor, caso não sejam corretamente compensados, podem provocar variações na forma do mapeamento das indutâncias e conseqüentemente afetarem a caracterização do pulso. Portanto, é sugerida a compensação das perdas do inversor neste caso.

Simulações foram realizadas para avaliação do desempenho do algoritmo. O modelo utilizado de motor não incorpora os efeitos de saturação do ferro. Assim, a avaliação completa do algoritmo só pode ser realizada com a implementação num sistema real. O resultado das respostas de corrente dos ensaios pode ser utilizado para realimentar o modelo de simulação. Com o mapeamento completo das variações de corrente e conseqüentemente da indutância de fase, um modelo de motor pode ser obtido considerando efeitos de saturação.

Ensaio foram realizados com objetivo de avaliar o comportamento das indutâncias de fase do motor quando submetido ou não ao efeito de saturação. Variações da indutância foram observadas devido a dois fatores: corrente e posição de rotor. Correntes de fase acima de 4A para o motor em estudo evidenciou o aparecimento de saturação com a diminuição da indutância. Não foram observados efeitos de saturação numa determinada fase do motor quando o pólo norte do rotor está a 90 graus da mesma. Isso evidencia que neste motor o efeito de saturação só ocorre com a contribuição do fluxo de estator e rotor juntos. Os menores valores de indutância de fase ocorrem quando o pólo norte do rotor está alinhado com a mesma. Os testes com diferentes níveis de intensidade de corrente

---

e para diferentes posições de rotor mostraram que é necessário escolher corretamente a intensidade de pulso para produzir variação significativa da indutância ao longo de diferentes posições de rotor. Por fim, foi construído um mapa de indutância tridimensional que pode ser realimentado num modelo de simulação.

A diferença da resposta de corrente para dois pulsos em sentidos opostos mostrou uma variação senoidal em função do ângulo de rotor. A variação senoidal com o ângulo evidencia a aplicabilidade do algoritmo para determinar posição de rotor. Para que isso ocorra foi verificado que é necessário encontrar o ponto ótimo de intensidade de pulso e conseqüentemente de intensidade de corrente que promova um determinado nível de saturação no ferro do estator. A variação da tensão CA de entrada ou nível médio do barramento CC não afeta a dinâmica da resposta do algoritmo que manteve a característica senoidal quando esse fator foi variado. O movimento de rotor foi avaliado durante a execução do algoritmo e não foram observadas variações superiores a 6 graus elétricos. Quanto maior a intensidade de pulso utilizada, maior foi o deslocamento causado durante a aplicação dos pulsos. Erros observados no processo de estimação de posição de rotor foram de até 25 graus. Pelas formas de onda aproximadamente senoidais da variação da resposta de corrente, observa-se um deslocamento na fase B do motor em relação às outras fases. Esse deslocamento não era um efeito esperado dos testes (deficiência da amostra de motor utilizada) que contribuiu para uma erro maior na estimação da posição de rotor. A eliminação deste efeito poderia contribuir significativamente para a melhoria na exatidão e precisão da resposta do algoritmo.

A principal dificuldade encontrada no trabalho foi escrever o código embarcado que não utiliza recurso de ponto flutuante. Os dados analisados exigem representação de números

nas casas decimais (após a vírgula). Neste caso foi utilizado o recurso de matemática de ponto fixo para representação dos números e operações. As operações em ponto fixo requerem cuidados a fim de evitar exceder o tamanho das variáveis e também perder resolução.

Como trabalho futuro, sugere-se avaliar o impacto da variação da resistência de estator e da constante de fluxo de rotor. Outra atividade futura sugerida é criar modelo de simulação completo que inclui efeitos de saturação. Para isso, basta utilizar os resultados experimentais e incorporar no modelo de simulação a variação de indutância de estator de acordo com posição de rotor e intensidade de corrente.

# Apêndice A

## Matemática de Ponto Fixo

### A.1 Representação em ponto fixo e matemática fracionária

Atualmente, uma grande quantidade de microcontroladores disponíveis no mercado, especialmente os que objetivam aplicações de baixo custo, não possuem suporte de *hardware* para aritmética de ponto flutuante. Com isso, muitas aplicações que necessitam de operações com números fracionários fazem uso de emulação via software de aritmética de ponto flutuante. Esse tipo de emulação adiciona custo computacional ao sistema, impossibilitando algumas aplicações que exijam alto desempenho computacional.

Um exemplo de aplicação de alto desempenho computacional é o controle de máquinas elétricas que muitas vezes exige cálculos executados na frequência de PWM do motor.

A implementação de algoritmos utilizando matemática de ponto fixo (números inteiros), permite uma melhoria significativa de velocidade de execução quando comparada a

uma implementação com emulação de ponto flutuante. Uma ponderação precisa ser considerada antes de qualquer implementação: as variáveis em ponto fixo possuem restrições de escala e precisão quando comparadas com as de ponto flutuante.

## A.2 Representação em Ponto Fixo

Representações de ponto fixo exigem que o programador crie um tipo de local virtual do 'ponto' decimal entre duas posições de bits para um determinado tamanho de palavra (tipo de variável).

A representação de ponto fixo é chamada de ponto Q e é nomeada conforme a seguir:

Q[QI].[QF]

- QI: número de bits da parte inteira do número representado;
- QF: número de bits da parte fracionária do número representado.

O número total de bits é chamada de tamanho da palavra e é representado por  $WL = QI + QF$ . O tamanho da palavra,  $WL$  (*Word Length*) é importante para o programador para que o mesmo declare o tipo correto de variável que irá armazenar o número representado em ponto fixo. Por exemplo, em linguagem C, existem as variáveis de 8, 16, 32 bits que correspondem a char, int, long int e são comumente empregadas em compiladores para microcontroladores ou DSPs.

Alguns exemplos de formatos em ponto fixo: Q3.5, Q2.6, Q1.7. Para os três exemplos apresentados, o tamanho total da palavra é de 8bits. Entretanto, diferentes no número de bits para parte inteira (3, 2 e 1, respectivamente) e fracionária (5, 6 e 7, respectivamente).

O número de bits da parte inteira está relacionado à faixa dinâmica do número e os da parte fracionária relacionados à resolução/precisão do número.

### A.3 Faixa dinâmica de um número em ponto fixo (parte inteira)

A determinação do tamanho da parte inteira de um número  $\alpha$  (com sinal) necessita satisfazer a seguinte inequação:

$$(-2^{QI-1}) \leq \alpha < (2^{QI-1}) \quad (\text{A.1})$$

O lado direito da equação apresenta um sinal de menor ao invés de menor ou igual. Isso porque a representação de um número inteiro com sinal é assimétrica ao redor de zero. Por exemplo, a faixa dinâmica de um número de 8bits vai de -128 a +127. O dimensionamento da parte inteira em número de bits pode ser dado por:

$$QI > \log_2(\max(\text{abs}[\alpha_{max}, \alpha_{min}])) + 1 \quad (\text{A.2})$$

### A.4 Resolução - parte fracionária

A resolução de uma variável em ponto fixo é determinada pelo número de bits da parte fracionária (QF). A resolução  $\varepsilon$  e o seu relacionamento com o número de bits QF é dados por:

$$\varepsilon = \frac{1}{2^{QF}} \quad (\text{A.3})$$

Assim sendo, o número de bits requerido para uma dada determinada resolução ? é dado por:

$$QF = \log_2\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) \quad (\text{A.4})$$

Uma vez que QF é um número inteiro, o resultado da equação acima precisa ser aproximado para o próximo valor inteiro superior. Por exemplo, o número  $\alpha=-5.4321$ ,  $\varepsilon<0.0001$ .

$$QF = \log_2\left(\frac{1}{0.0001}\right) = 13.288 \quad (\text{A.5})$$

O número de bits necessário neste caso é **14**.

## A.5 Resolução e Faixa Dinâmica

A representação completa de um número é dada pelos requisitos de número de bits da parte inteira (QI) e da parte fracionária (QF). Em outras palavras, o tamanho da palavra (WL).

A representação completa de um número em ponto fixo ( $\alpha$ ), com sinal, considerando o tamanho total da palavra ( $WL = QI + QF$ ), é definido como:

$$-2^{QI-1} \leq \alpha < (2^{QI-1} - 2^{-QF})|_{\varepsilon=2^{-QF}} \quad (\text{A.6})$$

O tamanho de QI inclui o bit de sinal.

Por exemplo, para um número do tipo Q3.5, uma variável de 8 bits é o suficiente para armazenamento em memória. Entretanto, outros tipos de variáveis poderiam ser utilizadas para armazenar este tipo de número (16 ou 32 bits por exemplo). Outro exemplo, um número Q4.14, necessitaria de um tamanho de palavra de 18bits para armazenamento. Como este não é um tamanho de palavra padrão na maioria dos compiladores, o tamanho de variável mais próximo seria utilizado, como o long int (32bits). O armazenamento de uma variável Q4.14 em 32bits permite com que tanto a parte fracionária quanto a parte inteira tenham ambas tamanhos maiores que o inicialmente requerido. Isso significa poder aumentar a faixa dinâmica (QI, parte fracionária) e/ou a resolução (QF, parte fracionária). Este exemplo mostra como em uma implementação com variáveis de tamanho padrão exige uma análise e ponderação entre faixa dinâmica e resolução.

## A.6 Escalonamento e operações com números de ponto fixo

O primeiro passo antes da implementação de operações com ponto fixo é a determinação dos formatos dos números no sistema. A determinação do formato, como já discutido, dependerá dos requisitos de tamanho da palavra (WL), faixa dinâmica (QI) e resolução (QF). Com os formatos definidos podemos realizar a conversão de números em ponto

flutuante em ponto fixo, conforme relação abaixo:

$$PtoFix = (PtoFltx2^{QF})|_{arredondamentopara0}$$

Uma vez que números representados em ponto fixo são inteiros, o resultado da operação acima precisa apresentar arredondamento para o próximo inteiro no sentido do zero. Isso significa que 1.4 torna-se 1 enquanto -1.4 torna-se -1.

A seguir um exemplo de representação de um número  $\alpha = -5.4321, \varepsilon \leq 0.0001, QF - 14$ . A representação em ponto fixo com variável inteira (com sinal) é dada por:

$$\alpha_{PtoFix} = (\alpha_{PtoFlt} \times 2^{QF_\alpha}) = (-5.4321 \times 2^{14}) = (-88999.5264) = -88999.$$

Vale ressaltar o arredondamento para o próximo inteiro no final da operação. Isso porque este resultado é armazenado em variáveis do tipo inteira.

## A.7 Operações com números de ponto fixo

### A.7.1 Adição e Subtração

Operações de adição e subtração com números em ponto fixo precisam de atenção em dois pontos:

- Alinhamento do ponto fixo decimal
- Overflow no resultado da operação

Por exemplo, a adição de um número do tipo Q1.7 com um número do tipo Q2.6: o resultado desta operação é do tipo Q2.6. O operando com maior número de bits na parte fracionária precisa ser rotacionado de forma a fazer com que ambos formatos tenham a

mesma quantidade de número fracionário. Se o resultado da operação for acumulado em uma variável do mesmo tamanho dos operandos (neste caso 8 bits), uma verificação do carry da operação precisa ser avaliado para tratar corretamente o overflow da operação. Uma segunda alternativa é armazenar o resultado numa variável de tamanho superior. Por exemplo, 16 bits.

### **A.7.2 Multiplicação**

A multiplicação de um número  $Q_a.b$  por um número  $Q_c.d$  irá resultar num número do formato  $Q_{(a+b).(c+d)}$ . O resultado das operações de multiplicação precisa ser armazenado em variáveis do tamanho (no mínimo) da soma do tamanho dos operados de forma a não perder informação de resolução das variáveis.



## Apêndice B

# Modelagem de perdas do IGBT

A ponte de transistores utilizada no controle é apresentada na figura B.1.

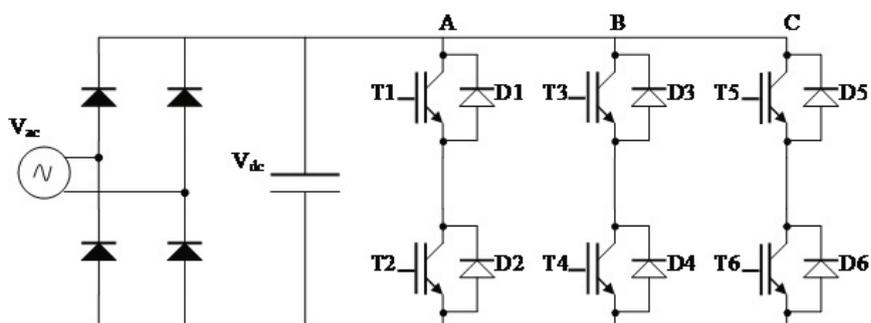


Figura B.1: Esquema elétrico da ponte de transistores IGBT

O circuito da ponte de transistores IGBT apresentado tem por função desenvolver três etapas de conversão de sinais: (1) Retificação do sinal AC proveniente da rede elétrica; (2) Filtragem do sinal retificado gerando o sinal  $V_{bus}$  e (3) Modulação. A etapa de modulação é realizada por 6 transistores IGBTs. Cada par de transistor (superior e inferior) como (T1, T2), (T3, T4) e (T5, T6) faz a modulação de cada fase de um motor trifásico. Sinais provenientes de processadores digitais de sinais (DSP) são aplicados nas bases dos transistores. Perdas são inerentes aos dispositivos eletrônicos e devem ser consideradas

no desenvolvimento de aplicações. Para a configuração da ponte apresentada na figura B.1 duas perdas importantes são: (1) Efeito de dead time e (2) Quedas de tensão nos transistores e diodos.

### **Efeito de *Dead Time***

Quando um transistor da parte superior da ponte (T1, T3 ou T5) está conduzindo, o respectivo par da parte inferior da ponte (T2, T4 ou T6) deve estar cortado para que não ocorra curto-circuito do barramento CC ( $V_{cc}$ ). Para garantir que não ocorra a condução simultânea dos pares de igbts de um braço da ponte H, um tempo pequeno é adicionado no sinal que está sendo aplicado no gate do transistor que está conduzindo. Esse tempo, adicionado aos tempos de propagação dos sinais no transistor condutor, introduz variação na tensão de saída em termos de magnitude e de fase. A distorção de tensão aumenta com a frequência de chaveamento introduzindo componentes harmônicas que, se não corretamente compensadas, podem causar instabilidades, assim como perdas na máquina que está sendo acionada RYU (2006).

O efeito de *dead time* causa uma queda de tensão conforme as equações abaixo.

$$\Delta V = \frac{-T_d - t_{on} + t_{off}}{2T_s} V_{cc} \left\{ \frac{2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})}{3} \right\} \quad i_{as} > 0 \quad (\text{B.1})$$

$$\Delta V = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{2T_s} V_{cc} \left\{ \frac{2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})}{3} \right\} \quad i_{as} < 0 \quad (\text{B.2})$$

Onde  $T_s$ ,  $t_{on}$  e  $t_{off}$  são o período de amostragem, o período de ativação e o período de desligamento, respectivamente.

As tensões de erro podem ser calculadas como:

$$v_{as,err\_dt} = \frac{-T_d - t_{on} + t_{off}}{2T_s} V_{cc} \left\{ \frac{2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})}{3} \right\} \quad (\text{B.3})$$

$$v_{bs,err\_dt} = \frac{-T_d - t_{on} + t_{off}}{2T_s} V_{cc} \left\{ \frac{2\text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{cs})}{3} \right\} \quad (\text{B.4})$$

$$v_{cs,err\_dt} = \frac{-T_d - t_{on} + t_{off}}{2T_s} V_{cc} \left\{ \frac{2\text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs})}{3} \right\} \quad (\text{B.5})$$

### Quedas de tensão nos transistores e diodos

As quedas de tensão nos transistores ( $u_T$ ) e diodos ( $u_D$ ) dependem da corrente de fase.

A queda de tensão é dada por:

$$u_T = R_T i_{sa} + u_{T,0} \quad (\text{B.6})$$

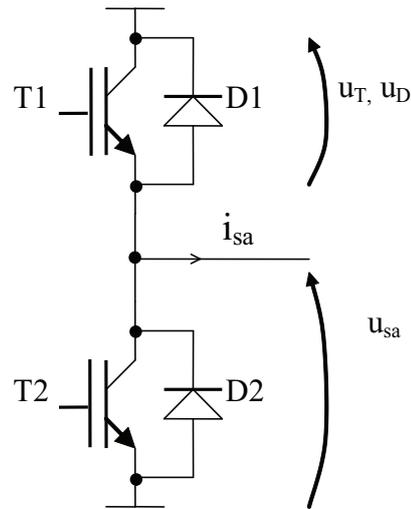


Figura B.2: Braço da ponte IGBT

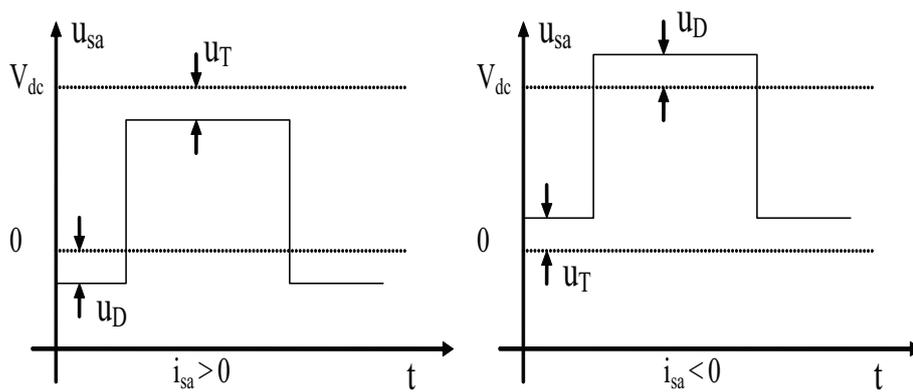


Figura B.3: Quedas de tensão nos transistores e diodos

$$u_D = R_D i_{sa} + u_{D,0} \quad (\text{B.7})$$

Onde,

$R_x$  é a resistência dinâmica do transistor (T) ou diodo (D)  $u_{x,0}$  é a queda de tensão no transistor (T) ou diodo (D) quando a corrente de fase for zero.

A tensão média  $U_{err,v}$  devido à queda de tensão em função do *duty cycle*  $D$  é dada por:

$$v_{err,v} = u_D + (u_T - u_D) * D \quad \text{para } i_{sa} > 0 \quad (\text{B.8})$$

$$v_{err,v} = -u_T + (u_D - u_T) * D \quad \text{para } i_{sa} < 0 \quad (\text{B.9})$$

Onde  $D$  é o *duty cycle*.



## Referências Bibliográficas

- BOJOI, R.; HE, B. R. F. P. F. (2011). Sensorless Direct Flux and Torque Control for Direct Drive washing machine applications. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 347–354.
- CHARIKOV, R.; VAGAPOV, Y. G. A. (2007). Sensorless Detection of Rotor Position of PMBL Motor at Standstill. In *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*.
- CONSOLI, A.;RUSSO, F. T. A. (1999). Low- and Zero-Speed Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors. *IEEE Transactions on Industry and Applications*, 35.
- GOWRI, K. S.; REDDY, T. B. B. C. S. (2009). Novel space vector based generalized discontinuous pwm algorithm for induction motor drives. *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, 4:76–88.
- HA, J. K.; SUL, S. I. K. M. I. S. K. (1999). Physical Understanding of High Frequency Injection Method to Sensorless Drives of an Induction Machine. *IEEE-IAS Conference Record of Ind. Appl.*, 35.

- HAQUE, M. E.; ZHONG, L. R. M. F. (2003). A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controller Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18:1376.
- HOLTZ, J. (1998). Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45.
- KANG, G.; JUNG, J. I. H. H. (2004). Initial Rotor Angle and Parameter Estimation Scheme for IPM Synchronous Motor in Hybrid Electric Vehicle at Standstill. *IEEE Power electronics Specialists Conference*, pages 4006 – 4009.
- KRISHNAN, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall.
- LINKE, M.; KENNEL, R. H. J. (2003). Sensorless Speed and Position Control of Synchronous Machines using Alternating Carrier Injection. *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, 2:1211 – 1217.
- MILLER, T. J. E. (1989). *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Oxford Science Publications.
- MOREIRA, J. C. (1994). Indirect Sensing of Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range. *IEEE/IAC Annual Conference Record*, pages 40–47.
- NASAR, I. BOLDEA, L. E. U. (1993). *Permanent magnet, reluctance, and self-synchronous motors*. CRC Press.

- 
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press.
- OESTLUND, S; BROKEMPER, M. (1996). Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry and Applications*, 32.
- PEREIRA, IVO; MARTINS, A. (2009). Experimental Comparison of Carrier and Space Vector PWM Control Methods for Three-Phase NPC Converters. In *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, Valencia, Spain.
- RYU, H.-S. (2006). A Dead Time Compensation Method in Voltage-Fed PWM Inverter. *Industry Applications Conference*, 2:911–916.
- SCHMIDT, P. B. (1997). Initial Rotor Angle Detection Of a Non-Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine. *IEEE Industry Application Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana*.
- VAS, P. (1992). *Electrical Machines and Drives - A space-vector theory approach*. Oxford Clarendon Press.
- WANG, L.; LORENZ, R. D. (2000). Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method. *Industry Applications Conference*, 1:445 – 450.
- YING, Y. ;JIANGUO, Z. G. J. (2008). Numerical Simulation of a PMSM Model Considering Saturation Saliency for Initial Rotor Position Estimation. In *Proceedings of the 27<sup>th</sup> Chinese Control Conference*, pages 114 – 118.