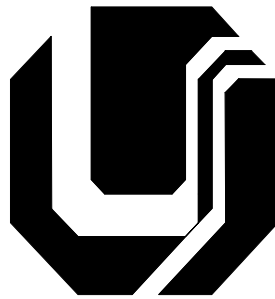


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO E
MAXIMIZAÇÃO DO CONJUGADO POR AMPÈRE

LUCIANO COUTINHO GOMES

UBERLÂNDIA, AGOSTO – 2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTORES DE INDUÇÃO
TRIFÁSICOS COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO E
MAXIMIZAÇÃO DO CONJUGADO POR AMPÈRE**

Tese apresentada por **Luciano Coutinho Gomes** à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para **obtenção do título de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica**, aprovada em 08/08/2008 pela Banca Examinadora:

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade, (UFU) – Orientador

Prof. Dr. Ernane Antônio A. Coelho, (UFU)

Prof. Dr. José Roberto Camacho, (UFU)

Prof. Dr. José Wilson de Lima Nerys, (UFG)

Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Jr. (UFMG)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

G633a Gomes, Luciano Coutinho, 1972-
 Acionamento vetorial de motores de indução trifásicos com enfraque-
 cimento de campo e maximização do conjugado por ampère / Luciano
 Coutinho Gomes. - 2008.
 180 f. : il.

 Orientador: Darizon Alves de Andrade.
 Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de
 Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
 Inclui bibliografia.

 1. Motores elétricos de indução - Teses. I. Andrade, Darizon Alves de,
 1956- II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Gradua-
 ção em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.313

ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO E MAXIMIZAÇÃO DO CONJUGADO POR AMPÈRE

LUCIANO COUTINHO GOMES

Tese apresentada por Luciano Coutinho Gomes à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade, (UFU) – Orientador

*Dedico esse trabalho a minha esposa Daiene Dias,
pelo carinho, apoio e compreensão.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, o Autor e Mantenedor de nossa fé, pelo dom da vida, pela proteção e cuidados durante toda a execução deste trabalho.

A Universidade Federal de Uberlândia e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de desenvolver este trabalho.

Ao Prof. Darizon Alves de Andrade, pela orientação, amizade, incentivo e sugestões no decorrer deste trabalho mas, acima de tudo, pela confiança em mim depositada.

Ao Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, pelo suporte no desenvolvimento do software e do hardware para o DSP utilizado neste trabalho.

Ao Prof. Marcos Antônio Arantes de Freitas, pelas dicas na modelagem e simulação utilizadas neste trabalho.

Aos meus amigos Públio Bernardes, Helder de Paula, Tatiana Saldanha, Rogério Santos, Rodrigo Stanziolla, José Luis Domingos, Augusto Fleury, pelo apoio e incentivos nos momentos iniciais deste trabalho.

Aos meus amigos Victor Bernadeli, Augusto W. Fleury, Wesley Carvalho pela amizade, valiosas sugestões e constante presença e ajuda nos momentos mais difíceis.

Ao CNPq e à FAPEMIG, pelo apoio financeiro no desenvolvimento das bancadas.

À *Texas Instruments*, pelas amostras e os kits de desenvolvimento utilizados no decorrer do desenvolvimento do *setup* experimental.

A todas as pessoas que de diversas formas contribuíram para a elaboração desta tese.

Luciano Coutinho Gomes

Universidade Federal de Uberlândia - 2008

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo estudar a operação de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades, com maximização do conjugado por ampère, através de um sistema de acionamento vetorial. Para tanto, foi utilizado uma modelagem matemática completa, por fase, que emprega o conceito de função harmônica magnética e considera as componentes, fundamental e de terceiro harmônico do fluxo de entreferro. A estrutura de acionamento caracteriza-se pela utilização de um inversor de tensão PWM senoidal e da técnica de controle vetorial, esta baseada em componentes ortogonais. A evolução do trabalho resultou no desenvolvimento de uma plataforma de simulação computacional baseada em modelos discretos que é bastante genérica e confiável, e um sistema experimental utilizando um processador digital de sinais de baixo custo com aritmética de ponto fixo. Os resultados de simulação e experimentais que avaliam a eficiência do sistema de controle proposto sob diversas condições de operação e efeitos de dessintonia são apresentados e apontam para robustez do método.

Palavras-chave: Motor de Indução, Enfraquecimento de campo, Altas Velocidades, Maximização do Conjugado por Ampère, Controle Vetorial, Estimativa do Fluxo do Rotor, Estimativa de Conjugado, Saturação Magnética, Processadores Digitais de Sinais.

ABSTRACT

This work investigates the operation of three phase induction motors in field weakening and high speed regions. Maximum torque per ampère is imposed by using an indirect vector control strategy. Mathematical models that accounts for magnetic saturation is used for simulations and adjustment of controllers used in control algorithm. The driving structure is characterized by the use of VSI static converter with sinusoidal PWM switching strategy and a vector control technique based on orthogonal components.

Investigations resulted in the development of a digital simulation using discrete models that turned out generic and reliable, and an experimental system using a low cost fixed point DSP platform. Simulated and experimental results are included and shown the robustness and efficiency of the proposed control system under different operating conditions.

Keywords: Engine Induction, Field-Weakening, High Speeds, Maximization of Torque per Ampère, Vector Control, Estimation of Rotor Flux, Estimation of Torque, Magnetic Saturation, Digital Signals Processors.

ACIONAMENTO VETORIAL DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS COM ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO E MAXIMIZAÇÃO DO CONJUGADO POR AMPÈRE

SUMÁRIO

1.0	Introdução geral	01
1.1	Considerações iniciais	01
1.2	Forma de apresentação do trabalho	08
2.0	Enfraquecimento de campo em motores de indução trifásicos	09
2.1	Introdução	09
2.2	Enfraquecimento de campo em motores de indução trifásicos	11
	2.2.1 Motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo com controle por orientação de campo ou controle vetorial	15
	2.2.2 Obtenção do conjugado máximo por ampère em motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo	21
	2.2.3 Controle de velocidade sem sensor mecânico de velocidade ou controle <i>sensorless</i> de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo	24
2.3	Controle vetorial na região de enfraquecimento de campo	27
2.4	Objetivos e contribuições científicas do presente trabalho	32

2.5	Conclusão	36
3.0	Modelagem Matemática de Motores de Indução Trifásicos Para Operação em Regime de Enfraquecimento de Campo sob o Método Alternativo de Controle Vetorial Indireto	(37)
3.1	Introdução	(37)
3.2	Modelo matemático incluindo a saturação magnética	(38)
3.3	Levantamento das características magnéticas da máquina de indução trifásica	(47)
3.4	Modelagem vetorial	(52)
3.5	Controle vetorial	(55)
3.6	Método alternativo de controle vetorial indireto orientado pelo fluxo do rotor	(58)
3.7	Implementação do estimador de fluxo rotórico proposto por Freitas [33]	(63)
3.8	Conclusão	(66)
4.0	Simulação de Motores de Indução Trifásicos em Regime de Enfraquecimento de Campo sob o Método Alternativo de Controle Vetorial Indireto	(68)
4.1	Introdução	(68)
4.2	Operação o MIT na região de enfraquecimento de campo	(69)
4.3	Operação com tensão terminal constante	(72)
4.4	Maximização do conjugado por ampère	(76)
4.5	Simulação utilizando o pacote MatLab / Simulink / SimPowerSystem®	(87)
4.6	Conclusão	(98)

5.0	Montagem Experimental do Método Alternativo de Controle Vetorial Indireto	
	Utilizando o Processador Digital de Sinais TMS320F2812	(100)
5.1	Introdução	(100)
5.2	Bancada	(101)
5.3	Conversor de potência trifásico	(102)
5.4	Processador digital de sinais	(105)
5.5	Montagem do protótipo	(108)
5.6	Programação do firmware	(116)
5.7	Verificação experimental e validação da metodologia proposta	(125)
5.8	Conclusão	(134)
6.0	Conclusões Finais e Propostas para Trabalhos Futuros	(137)
6.1	Conclusões finais	(137)
6.2	Propostas para trabalhos futuros	(140)
	Bibliografia	(141)
	Apêndice A - Curva de Magnetização e Parâmetros do Motor de Indução Trifásico	(155)
A.1	Introdução	(155)
A.1	Curva de Magnetização	(157)
	Apêndice B - Lista de Publicações	(158)

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO I

- 1.1 Regiões de operação do motor de indução trifásico (02)

CAPÍTULO II

- 2.1 Controle vetorial direto com orientação pelo fluxo do rotor (30)

- 2.2 Controle vetorial direto orientado pelo fluxo do rotor com estimação de fluxo
(31)

CAPÍTULO III

- 3.1 Distribuição resultante de força magnetomotriz e densidade de fluxo magnético
(40)

- 3.2 Intersecção da função magnética com a curva de magnetização obtida
experimentalmente (47)

- 3.3 Circuito equivalente do motor de indução na velocidade síncrona (48)

- 3.4 Curvas experimentais: (a) $F_1(\overline{FM}) \times \overline{FM}$ e (b) $F_3(\overline{FM}) \times \overline{FM}$ (50)

- 3.5 Circuito equivalente das fases d-q de uma máquina de indução (55)

- 3.6 (a) e (b) – Diagrama das forças magnetomotrizes de estator e rotor (56)

- 3.7 Diagrama do controle vetorial indireto empregando o método alternativo (61)

- 3.8 Componentes de força magnetomotriz do estator com relação ao vetor espacial
de fluxo concatenado do rotor (63)

CAPÍTULO IV

- 4.1 Operação do motor com frequência variável. (70)

- 4.2 Circuito equivalente de análise (72)

- 4.3 Família de curvas de conjugado em função da velocidade do motor. (a) Senoidal; (b) Seis Pulsos; (c) PWM *Space Vector*; (d) PWM Senoidal; (75)
- 4.4 Representação gráfica das regiões de operação do MIT: (a) elipse limite de tensão; (b) círculo limite de corrente; (c) intersecção das regiões formando a região de enfraquecimento de campo. (79)
- 4.5 Representação das curvas de conjugado máximo: (a) limitado apenas pelas componentes de corrente do motor; (b) na região de enfraquecimento de campo; (c) na região de altas velocidades. (80)
- 4.6 Conjugado máximo e as componentes da corrente do estator nas regiões: 1 – baixa velocidade ($\omega \leq \omega_0$); 2 – enfraquecimento de campo ($\omega_0 < \omega < \omega_1$); e 3 – alta velocidade ($\omega \geq \omega_1$). (82)
- 4.7 Relação entre as componentes de corrente e o conjugado máximo em função da corrente máxima para o motor em estudo: (a) $I_{m\acute{a}x} = I_n$; (b) $I_{m\acute{a}x} = 1,5xI_n$; (c) Comparação entre os valores e a fundamental da estratégia 6 pulsos. (86)
- 4.8 Diagrama de blocos do sistema simulado. (87)
- 4.9 Método alternativo de controle vetorial indireto. (88)
- 4.10 Diagrama de blocos no Simulink®. (89)
- 4.11 Corrente e conjugado para tensão de link dc em 400 V: (a) $I_{m\acute{a}x} = I_n$; (b) $I_{m\acute{a}x} = 1,5xI_n$; (c) Comparação entre os valores e a fundamental da estratégia 6 pulsos. (89)
- 4.12 (a) Resposta ao degrau de velocidade do motor; (b) Carga; (c) Curva da velocidade de escorregamento em função da frequência angular das correntes de estator. (90)

4.13	(a) Resposta do conjugado do motor ao degrau de carga; (b) comportamento do conjugado; (c) comparação entre os valores de conjugado máximo do motor com o de estudo.	(92)
4.14	Comparações entre grandezas estimadas: (a) fluxo rotórico; (b) conjugado; (c) conjugado máximo em função da frequência angular das correntes de estator.	(94)
4.15	(a) Resposta ao degrau de velocidade do motor; (b) Carga; (c) Curva da velocidade de escorregamento em função da frequência angular das correntes de estator.	(95)
4.16	– Transitórios de inversão de velocidade: (a) velocidade; (b) conjugado; (c) corrente de estator; Degrau de carga em -2,0 pu de velocidade: (c) velocidade; (e) conjugado; (f) corrente de estator;	(97)

CAPÍTULO V

5.1	Sistema experimental utilizado	(101)
5.2	Bancada experimental	(102)
5.3	Representação do inversor utilizado	(104)
5.4	Fotos do inversor de potência utilizado	(105)
5.5	Esquema geral do processador digital de sinais TMS320F2812	(107)
5.6	Esquema dos barramentos de dados, memória e de periféricos	(108)
5.7	Kit ezDSP F2812 da Digital Spectrum	(109)
5.8	Circuito de controle dos sinais PWM	(111)
5.9	Circuito de controle do circuito de frenagem	(112)
5.10	Interface para leitura do sinal de encoder	(112)
5.11	Sensor de tensão com circuito de acomodação do sinal	(113)
5.12	Sensor de corrente e circuito de acomodação do sinal	(114)

5.13	Circuito de condicionamento de sinal	(115)
5.14	Representação do circuito de controle	(116)
5.15	Fluxograma geral do firmware	(117)
5.16	Fluxograma da rotina de atendimento à interrupção	(118)
5.17	Esquema geral do controlador PI de velocidade	(121)
5.18	Controlador PI de corrente para a fase a	(124)
5.19	(a) e (b) Degrau de velocidade: 0,1 a 2,0 pu; (c) e (d) degrau de velocidade: 2,0 a 0,1 pu	(127)
5.20	Situações de operação em regime permanente	(128)
5.21	(a) Comparação entre a corrente i_d lida do motor e a corrente i_d de referência em regime permanente; (b) Comparação entre a curva de conjugado máximo para velocidades de 1,2 a 2,0 pu	(130)
5.22	Curvas de: (a) corrente i_d , (b) corrente i_q , (c) conjugado, para 1,2 pu de velocidade do motor	(130)
5.23	Curvas de: (a) corrente i_d , (b) corrente i_q , (c) conjugado, para 2,0 pu de velocidade do motor	(131)
5.24	(a) Degrau de velocidade [0,2-2,0 pu]; (b) Degrau de velocidade [2,0-0,2 pu]; (c) Referência de velocidade senoidal [-1,5 a 1,5 pu] $T=40s$; e (d) Referência de velocidade senoidal [-2,0 a 2,0 pu] $T=40s$.	(132)
5.25	Respostas ao degrau de carga para operação em 2,0 pu de velocidade; (a) Degrau de velocidade [0,2-2,0 pu]; (b) Referência de velocidade senoidal [-1,5 a 1,5 pu] $T=40s$; (c) Degrau de velocidade [2,0-0,2 pu]; e (d) Referência de velocidade senoidal [-2,0 a 2,0 pu] $T=40s$	(134)

APÊNDICE A

A.2	(a) Componente fundamental do fluxo de magnetização; b) Componente de terceiro harmônico do fluxo de magnetização	(157)
-----	--	-------

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO V

5.1	Características principais do inversor utilizado	(104)
-----	--	-------

APÊNDICE A

A.1	Parâmetros do circuito equivalente	(154)
A.2	Tabela equivalente às características magnéticas da máquina	(154)

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

Variáveis e Parâmetros

A/D	Conversão analógica para digital
B	Coeficiente de atrito viscoso
E_n	Valor eficaz da força eletromotriz induzida na fase n
$\overline{FM}$	Componente máxima resultante da corrente I_{mn}
FM	Valor máximo da distribuição espacial de força megnetomotriz
F_{S1}, F_{S2}	Vetor força magnetomotriz de estator nas situações 1 e 2
F_{R1}, F_{R2}	Vetor força magnetomotriz de rotor nas situações 1 e 2
F_{T1} e F_{T2}	Parcela da força magnetomotriz de estator responsável pela produção de conjugado eletromagnético nas situações 1 e 2
F_{ST}	Parcela da força magnetomotriz do estator responsável pela produção de conjugado
$F_{S\psi}$	Parcela da força magnetomotriz do estator responsável pela produção de fluxo
I_{efn}	Valor eficaz da corrente na fase n
I_{mn}	Valor máximo da componente fundamental de i_{mn}
I_{sq}	Corrente produtora de conjugado em regime permanente
I_{sd}	Corrente produtora de fluxo em regime permanente
J	Momento de inércia
K_A, K_B, K_C	Fatores dos enrolamentos das “ABC” de rotor
K_a, K_b, K_c	Fatores dos enrolamentos das fases “abc” de estator

P	Número de pólos
P_{fen}	Perdas no ferro da fase n
P_n	Potência ativa de entrada na fase n
R_m	Resistência de perdas no ferro
L_m	Indutância de magnetização
L_n	Indutância de dispersão genérica na fase n
L_{lr}	Indutância de dispersão de rotor
L_s	Indutância de dispersão das fases “abc” de estator
L_r	Indutância de dispersão das fases “ABC” de rotor L_{sd}, L_{sq} Indutâncias de dispersão do estator em coordenadas d e q
L_{rd}, L_{rq}	Indutâncias de dispersão do rotor em coordenadas d e q
M	Indutância mútua
R_n	Resistência genérica na fase n
R_r	Resistência de rotor por fase
R_s	Resistência de estator por fase
T	Período
T_e	Conjugado eletromagnético
T_m	Conjugado eletromagnético do motor
T_c	Conjugado de carga
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Tensões de linha instantâneas do estator
V_A, V_B, V_C	Tensões nos enrolamentos do rotor
V_n	Tensão terminal genérica na fase n
X_m	Reatância de magnetização
i_n	Corrente genérica na fase n
e_n	Valor instantâneo da força eletromotriz induzida na fase n

f	Frequência de estator
h	Indicador de ordem harmônica
i_{pn}	Corrente de perdas no ferro na fase n , em valor instantâneo
i_{mn}	Corrente de magnetização na fase n sem as perdas no ferro, em valor instantâneo
i_{sq}	Corrente produtora de conjugado
i_{sd}	Corrente produtora de fluxo
p	Número de pares de pólos
s	Operador derivativo d/dt
ω_r	Velocidade angular do rotor
ω	Velocidade angular em uma estrutura de referência genérica
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Fluxos concatenados das fases “abc” de estator
ψ_A, ψ_B, ψ_C	Fluxos concatenados das fases “ABC” de rotor
ψ_{sd}, ψ_{sq}	Fluxos concatenados de estator em coordenadas d-q
ψ_{rd}, ψ_{rq}	Fluxos concatenados de rotor em coordenadas d-q
$\psi_{mab}, \psi_{mbc}, \psi_{mca}$	Fluxos concatenados magnetizantes das fases “abc” de estator
$\psi_{mA}, \psi_{mB}, \psi_{mC}$	Fluxos concatenados magnetizantes das fases “ABC” de rotor
ψ_r	Vetor resultante de fluxo concatenado de rotor
ξ	Ângulo de fator de potência de rotor
$\omega_{sr1}, \omega_{sr2}$	Frequência angular de escorregamento nas situações 1 e 2
ε	Ângulo espacial entre os eixos de referências do estator e do rotor
ψ_n	Fluxo concatenado total genérico na fase n
ψ_{mn}	Fluxo concatenado magnetizante genérico na fase n

α	Posição que indica o máximo da distribuição resultante de força magnetomotriz
θ	Referência angular com origem no eixo da fase a de estator
θ_n	Posição genérica das fases de estator e de rotor ($\theta_a, \theta_b, \theta_c, \theta_A, \theta_B, \theta_C$)
θ_r	Posição angular do eixo do rotor em relação ao estator
ω_{sr}	Frequência de escorregamento
ω_s	Frequência elétrica das grandezas de estator
$\Re_e \{i_s\}$	Parte real do vetor correntes de estator
$\Im_m \{i_s\}$	Parte imaginária do vetor correntes de estator
ω_{base}	Velocidade base do motor, geralmente é tida como a velocidade do motor
τ_r	Constante de tempo de rotor

Subscritos e sobrescritos

A, B, C	Fase A, fase B e fase C de rotor
$B(\theta)$	Distribuição espacial resultante de densidade de fluxo magnético
$F_1(\overline{FM})$	Componente máxima fundamental do fluxo de magnetização
$F_3(\overline{FM})$	Componente máxima de terceiro harmônico do fluxo de magnetização
a, b, c	Fase a, fase b e fase c de estator
d, q	Eixos direto e quadratura
$mmf(\theta)$	Distribuição espacial resultante de força magnetomotriz
*	Indica que a grandeza indexada é de referência
$\wedge$	Indica que a grandeza indexada é estimada

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1. Considerações iniciais

O acionamento de motores de indução para aplicações em velocidades variáveis desenvolveu-se substancialmente nas últimas duas décadas, tendo se tornado prática comum em processos industriais. Conversores estáticos associados a diferentes tipos de algoritmos de controle desenvolvidos para o acionamento do motor de indução permitem um variado grau de desempenho no acionamento, tornando os sistemas com motores de indução altamente competitivos com os tradicionais sistemas com motores de corrente contínua.

Mais recentemente, com a evolução da Eletrônica de Potência e dispositivos microprocessados, tem havido um crescente aumento na aplicação das técnicas de controle digital em sistemas de acionamento de máquinas elétricas. Assim, novas tecnologias têm sido introduzidas no mercado e novas aplicações, incluindo as máquinas de indução acionadas por conversores estáticos, têm surgido.

Aplicações, como máquinas ferramenta, bobinadeiras, tração elétrica, veículos elétricos, calibração de bombas, e outras, requerem uma ampla faixa de operação, com uma ampla faixa de conjugado e velocidade. Este tipo de aplicação aponta para a operação de motores elétricos em regime de enfraquecimento de campo, o que requer o uso de conversores estáticos.

Por enfraquecimento de campo, neste trabalho, entende-se a operação do motor em velocidades acima da nominal. O presente trabalho é dedicado ao estudo do comportamento

do motor de indução trifásico, alimentado com frequências superiores à nominal, nas regiões caracterizadas como enfraquecimento de campo e altas velocidades. A diferença entre estas duas regiões é que, na primeira, a potência desenvolvida pelo motor é constante, enquanto na segunda, o produto potência pela velocidade é constante.

A figura 1.1 mostra de maneira simplificada, a curva de conjugado em regime de enfraquecimento de campo. Esta curva mostra o conjugado em função do inverso da velocidade do motor, e o conjugado máximo em função do inverso do quadrado da velocidade, conforme [105]. Esta análise é bem simplificada, não levando em consideração os máximos de corrente que podem ser utilizados na região de enfraquecimento de campo e nem o aumento das perdas no motor, e conseqüente redução de sua eficiência, na região de altas velocidades, onde o produto potência pela velocidade é mantido constante.

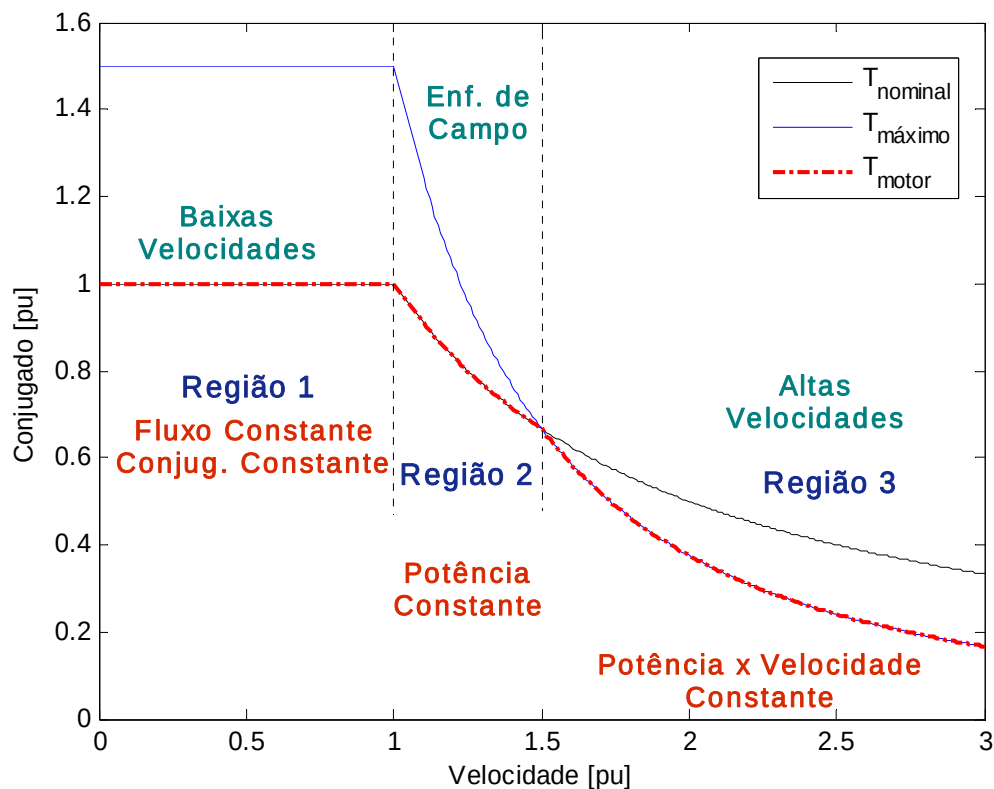


Figura 1.1 – Regiões de operação do motor de indução trifásico.

Para que se possa operar com a máxima eficiência possível na região de enfraquecimento, é necessário um estudo mais apurado do motor de indução. Isto pode ser conseguido através de uma modelagem matemática completa, no referencial da fase, sem transformação de coordenadas e que represente a curva de saturação magnética e seus efeitos.

De acordo com [15], [103] e [104], a operação de motores na região de enfraquecimento de campo resulta na utilização dos efeitos da saturação magnética no sentido de impor o máximo conjugado por ampère, o que leva à variação da indutância de magnetização. E apenas o modelo que incorpora toda a curva de magnetização real da máquina é capaz de perceber esta variação. Com base nisto, o presente trabalho utilizou o modelo desenvolvido em [27], [28], [29], [30], [31], [32] e [33], que emprega no modelo matemático a curva real da saturação magnética do motor de indução trifásico. O procedimento utilizado para a aquisição desta curva será descrito, de modo sucinto, no capítulo três.

Para que o motor trabalhe satisfatoriamente na região de enfraquecimento e de altas velocidades, é necessário que seu acionamento seja feito por técnicas de controle de alto desempenho. No caso do presente trabalho, utilizou-se a técnica de controle vetorial, e para que o estudo matemático se tornasse mais representativo, incorporou-se os efeitos da saturação magnética ao modelo. Isto porque existem relações definidas entre os níveis de fluxo, conjugado e escorregamento de um motor sob controle vetorial.

Muitos trabalhos, como [21], [54], [74] e [99], utilizaram a técnica de controle direto de conjugado. Mas, neste trabalho será utilizada a técnica de controle vetorial indireto orientado pelo fluxo do rotor no sistema de referência síncrona. Esta técnica, chamada em [33], [54] e em outras referências, de método alternativo de controle vetorial é derivada do

estudo físico das quantidades elétricas e magnéticas do motor, e por isso, possui um significado físico bastante importante.

O controle vetorial caracteriza-se por manipular o vetor corrente de estator, ou a força magnetomotriz de estator, de maneira instantânea, para controlar, sem transitórios, o conjugado eletromagnético do motor, ao mesmo tempo em que mantém o fluxo rotórico constante em cada região de operação. Portanto, o projeto do controle vetorial tem duas prerrogativas básicas: atuação instantânea sobre o vetor corrente de estator, especificamente em sua componente responsável pela produção de conjugado, para mudanças rápidas e sem transitórios; manutenção do fluxo rotórico constante no valor máximo para cada região de operação. Estas duas prerrogativas supõem, portanto, controle com imposição de corrente [24].

Quando a máquina opera sob imposição de corrente, o efeito da saturação torna-se bastante pronunciado. Caso a saturação magnética não seja considerada, o conjugado máximo produzido para uma determinada corrente, ocorre sempre no mesmo escorregamento. Já quando a saturação é incluída nas análises, o pico de conjugado caminha para as regiões de altos escorregamentos à medida que a corrente aumenta, além da redução no valor da amplitude do mesmo. Este efeito ocorre devido à não linearidade do circuito magnético, com o decréscimo na indutância de magnetização L_m quando a corrente aumenta (ocorre saturação). Com o decréscimo em L_m , a constante de tempo do rotor também diminui e faz com que o pico de conjugado caminhe para a região de altas frequências de escorregamento, visto que o escorregamento é proporcional ao inverso da constante de tempo do rotor

$$\left(\tau_r = \frac{L_r}{R_r}; L_r = L_m + L_{lr} \right).$$

Outra grandeza que merece bastante atenção é o fluxo do rotor, que sob considerações lineares aumenta consideravelmente para maiores valores de corrente, traduzindo uma idéia falsa do que realmente acontece na máquina. Quando a saturação é incorporada na análise, a variação do fluxo do rotor é bem menor quando comparada com a operação linear, fazendo com que o conjugado máximo produzido seja menor. Este detalhe é bastante relevante quando se estuda a operação do motor em regiões de enfraquecimento de campo e altas velocidades, pois, nestas regiões, a preocupação em produzir o máximo torque é crucial para que o desempenho do controle seja satisfatório.

Um controlador vetorial não sintonizado gera uma frequência de escorregamento inadequada que muda o fluxo de operação da máquina. Isso afeta a linearidade do conjugado eletromagnético e o desempenho dinâmico do sistema, fazendo com que o desacoplamento entre as grandezas de corrente que produz fluxo e conjugado não mais exista.

Crucial à implementação do controle vetorial, é a maneira pela qual a posição instantânea do vetor fluxo do rotor é adquirida. Diferentes métodos podem ser aplicados, destacando-se os métodos direto e indireto. A diferença básica entre estes dois métodos é que o método direto faz medidas diretas do fluxo do rotor ou utiliza processos de estimativas para obtenção da posição do fluxo, sendo menos sensível às variações nos parâmetros e efeitos da saturação magnética. No método indireto, a posição do fluxo do rotor é obtida através do cálculo da frequência de escorregamento, que é fortemente dependente dos parâmetros da máquina. Isso significa que qualquer alteração nos mesmos implica em uma operação inadequada do sistema.

Um detalhe importante para operação do motor em regime de enfraquecimento de campo é a maximização do conjugado por ampère. Este item constitui-se o principal obstáculo do enfraquecimento de campo aplicado ao motor de indução, uma vez que, à

medida que se avança na região de enfraquecimento e de altas velocidades o fluxo reduz-se, e, conseqüentemente, o conjugado disponível para o acionamento de cargas também é reduzido. Para que a utilização do motor de indução trifásico seja viável, é necessária uma estrutura de maximização do conjugado por ampère, desta forma, é inviável a utilização do método de enfraquecimento do campo através de $1/\omega_r$ proposto na literatura básica [105], [106].

O método que foi utilizado neste trabalho é proposto para o operações com fluxo constante, e portanto, apresenta dessintonia no controle vetorial em situações de transitórios de carga e velocidade, e utiliza a máxima potência disponível pelo conversor, sem extrapolar os limites elétricos e térmicos do motor.

A tendência da pesquisa em controle de máquinas elétricas é a discretização das estratégias de acionamento empregadas. Este trabalho utiliza o processador digital de sinais, DSP, como ferramenta de implementação digital da técnica de controle vetorial. O DSP possui diversos periféricos, como PWM, conversor analógico-digital, interface de encoder, etc. A utilização deste tipo de estrutura digital dá robustez ao sistema de controle, tornando-o interessante em sistemas que exigem hardware e processamento dedicados.

Os sistemas de controle vetorial podem ainda apresentar uma estrutura *sensorless*. Este tipo de sistema supõe uma redução no custo final do projeto, não utilizando sensores mecânicos para a medição da velocidade do motor. Para sistemas dedicados isto pode vir a representar uma redução substancial no custo total. Para aplicações nas regiões de enfraquecimento de campo e de altas velocidades, o estimador precisa ser robusto o suficiente para contornar os efeitos da saturação magnética e da flutuação paramétrica do motor.

Diante disso, o presente trabalho traz uma contribuição sobre maximização de conjugado em motores de indução trifásicos para as diversas regiões de operação, baixas velocidades, enfraquecimento de campo e altas velocidades utilizando o método alternativo de

controle vetorial indireto. Este método de controle vetorial é bastante simples matematicamente e traduz um forte sentimento físico da máquina, e pela sua simplicidade, é um forte candidato a ser implementado em processadores de baixo custo. Neste caso, utilizou-se um processador digital de sinais, DSP, de ponto fixo. Este trabalho também traz uma contribuição na simulação do controle vetorial indireto, apresentando dois modelos distintos da máquina. Um completo, por fase, para representar o motor de indução, e outro, vetorial, em coordenadas dq para representar o controle a ser imposto à máquina.

1.2 Forma de apresentação do trabalho

O trabalho realizado está descrito em etapas, que foram divididas da seguinte forma:

O capítulo II mostra o estado da arte em aplicações de enfraquecimento de campo em motores elétricos, principalmente em motores de indução trifásicos. Mostra, também, a relevância do tema, descrevendo de uma quantidade bastante substancial de aplicações atuais, e os rumos da pesquisa científica internacional, e traça os objetivos gerais a serem alcançados por este trabalho.

O capítulo III é dedicado à apresentação do modelo matemático do motor de indução sob condições de saturação e em regime de enfraquecimento de campo. São apresentados dois procedimentos para a modelagem matemática do motor de indução trifásico. O primeiro procedimento consiste na apresentação de uma modelagem que tem como variáveis de estado os fluxos concatenados das fases a, b, c do estator e A, B, C do rotor sem nenhuma transformação de variáveis. O segundo, o procedimento de modelagem vetorial do motor de indução. É através desta modelagem que se define o método alternativo de controle vetorial indireto, e também o estimador de fluxo rotórico.

O capítulo IV é dedicado à descrição da estratégia de maximização de conjugado por ampère. Conforme será descrito, esta estratégia é totalmente baseada nas equações do modelo vetorial do motor em regime permanente. Será mostrado que esta simplificação introduz dessintonia em pontos de alteração brusca de velocidade, como em degraus, mas que o controle é robusto o suficiente para retomar a operação normal de controle. Finalmente, este capítulo mostra que o projeto de simulação tenta reproduzir a situação real da bancada, onde o motor é independente do modelo matemático utilizado em *DSP*, e que o modelo completo de simulação utilizado foi refinado pelas diversas situações reais experimentadas. O final do capítulo exhibe os resultados de simulação.

O capítulo V tem como objetivo apresentar a montagem da bancada, os circuitos de condicionamento dos pulsos digitais de ataque de gatilho, o sistema de condicionamento e aquisição dos dados analógicos, o sistema de leitura dos pulsos do *encoder* rotativo, e os demais circuitos necessários ao funcionamento da bancada. São mostrados também os algoritmos de implementação do *firmware*, a definição em ponto fixo das diversas situações de controle. São apresentados os resultados experimentais, obtidos a partir do acionamento do motor de indução trifásico em regime de enfraquecimento de campo sob o método alternativo de controle vetorial com uma estrutura de maximização de conjugado.

Finalmente, no capítulo VI são apresentadas as conclusões sobre o trabalho.

CAPÍTULO II

ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

2.1. Introdução

Motores de indução trifásicos controlados e de aplicação industrial são usualmente alimentados com inversores de tensão modulados por largura de pulso *PWM* (*pulse width modulation*). Essa estratégia, na sua versão mais simples, permite obter uma corrente na carga aproximadamente senoidal numa determinada frequência f , simplesmente realizando a comparação entre um sinal senoidal de controle na frequência desejada, f_m (frequência moduladora), com um sinal de forma de onda triangular de frequência f_p (frequência da portadora). O resultado dessa comparação é a geração de sinais de chaveamento do inversor (pulsos de modulação), que dessa forma controlam a sequência e os tempos de ligado e desligado das chaves do inversor (largura de pulsos), permitindo o controle da amplitude de tensão aplicada ao motor bem como a sua frequência [1][2]; esta estratégia é inerentemente analógica, e traz consigo as dificuldades da geração dos sinais moduladores defasados de 120° . Uma outra dificuldade bem conhecida desta estratégia é a subutilização do link DC quando a mesma é utilizada na região linear. Atualmente já existem algoritmos simples e eficientes para a sua implementação digital [3]. Outros métodos encontrados na literatura afim são aqueles que utilizam modulação vetorial e os de eliminação de harmônicos [1].

Acionamentos industriais de alto desempenho que utilizam motores de indução empregam o controle vetorial. Este método de controle é baseado na imposição de correntes estatóricas, o que requer uma malha de realimentação para o controle da corrente do motor. O

controlador de corrente pode ser considerado como uma fonte de corrente sempre que o inversor fornecer a tensão requerida pelo motor. Usualmente, a malha de corrente opera com frequência várias vezes superior ao da malha do controle vetorial, de tal forma que o motor de indução pode ser visto como sendo alimentado por uma fonte de corrente pelo controle vetorial [1], [2].

A evolução da Eletrônica de Potência possibilitou a redução no tamanho dos semicondutores e melhorias na dissipação de calor. Essas características proporcionaram conversores estáticos mais compactos e de alto desempenho. O avanço da tecnologia de desenvolvimento de processadores digital de sinais, *DSP (digital signals processors)*, e de microcontroladores permitiram um controle direto dos vetores de tensão do inversor, possibilitando assim, o controle da fase e da amplitude da tensão de saída. Isto permitiu o surgimento de aplicações de alto desempenho que demandavam variações de velocidade. Dentre estas aplicações, têm-se veículos elétricos, mecanismos de tração elétrica e acionamentos de eixos rotativos de máquinas ferramentas que exigem uma curva de conjugado e velocidade bastante ampla, operando, desta forma, com velocidades acima da velocidade nominal do motor, ou seja, em regime de enfraquecimento de campo [4] [5].

Tais possibilidades e aplicações motivaram investigações no desenvolvimento e análise de métodos de enfraquecimento de campo e altas velocidades, levando a uma quantidade substancial de estudos e trabalhos aplicados aos diversos tipos de motores elétricos. No caso particular do motor de indução trifásico acionado através da técnica de controle vetorial, é encontrado, também, um número abundante e diversificado de contribuições, indicando a importância desta área de pesquisa, acionamentos de motores elétricos em altas velocidades, bem como a necessidade de desenvolvimento.

O objetivo deste capítulo é, inicialmente, o de apresentar uma resenha, a partir da revisão bibliográfica, das contribuições relevantes ao estudo de enfraquecimento de campo em motores de indução trifásicos e, dessa forma, situar a contribuição do trabalho.

2.2 Enfraquecimento de Campo em Motores de Indução Trifásicos

Diversas aplicações que utilizam enfraquecimento de campo surgiram nos últimos anos, e não se limitam apenas aos motores de indução trifásicos. Na literatura afim encontram-se diversos trabalhos que utilizam o enfraquecimento de campo associado a outros motores.

Em [94] foi utilizado um motor de corrente contínua do tipo *brushless* no regime de enfraquecimento de campo para aplicações em veículos elétricos. Com o mesmo propósito, e também pensando em veículos de transporte de massa, [81] apresentou um motor síncrono a imã permanente, operando no regime de enfraquecimento de campo, especialmente projetado para tração elétrica. Os trabalhos [56], [64] e [66] apresentaram estudos sobre produção de conjugado em regime de enfraquecimento de campo para este tipo de máquina. Sendo que o trabalho [95] mostra um motor à relutância chaveado, operando sob regime de enfraquecimento de campo, com vistas, também, em aplicações em veículos elétricos.

Aplicações diversas podem ser encontradas em [70], [96], [97], [98] e [53], dentre outros. Em [70] foi utilizado um motor de corrente contínua com excitação independente em regime de enfraquecimento de campo; Em [96], o enfraquecimento de campo, aplicado ao motor síncrono à relutância, foi utilizado para o acionamento elétrico do controle automático de direção de um veículo; e em [97], um motor síncrono a imã permanente, sob regime de enfraquecimento de campo, foi utilizado para tração elétrica em um veículo elétrico híbrido; Em [98], utilizou-se um motor linear síncrono, em regime de enfraquecimento de campo, para

tração elétrica em um sistema de transporte urbano; e em [53], foi usado um motor síncrono como unidade auxiliar de geração de energia elétrica em aeronaves comerciais. Diversas outras aplicações podem ser encontradas na literatura técnica afim, onde o regime de enfraquecimento de campo é usado para aumentar o alcance da curva conjugado/velocidade do motor elétrico.

Quando se considera o motor de indução trifásico somente, o nicho de aplicações em regime de enfraquecimento de campo é muito vasto. A literatura técnica afim apresenta um sem número de artigos que evocam a robustez, a simplicidade de construção e operação, o baixo custo de construção e manutenção, e principalmente, o domínio tecnológico existente deste tipo de máquina, como a máquina mais apropriada e utilizada em aplicações que operam em regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades.

Em [87] é apresentado um sistema de bombeamento centrífugo monocelular que utiliza o motor de indução, operando em regime de enfraquecimento de campo, alimentado por um conversor DC/AC que por sua vez recebe a energia de um sistema fotovoltaico, aplicação bastante utilizada em regiões onde o acesso à energia elétrica é muito difícil ou muito caro.

Em [55] é apresentada uma máquina industrial de lavar roupas, onde o motor de indução trifásico é utilizado em regime de enfraquecimento de campo para o giro em alta rotação, e a velocidade é regulada através de um tacômetro. Este sistema, quando comparado àqueles que não possuem enfraquecimento de campo, permite uma velocidade de rotação bem maior, o que extrai mais água das roupas, reduzindo, deste modo, o consumo de energia elétrica.

Aplicações de motores de indução trifásicos, operando em regime de enfraquecimento de campo, em tração elétrica e veículos elétricos são reportados em [83], [88], [100], [75],

[57], [79], [54], [76] e [65], máquinas ferramenta e bobinadeiras [101], e dinamômetros para veículos a combustão [14]. Estas aplicações requerem potência constante em uma grande faixa, envolvendo a região de enfraquecimento de campo e de altas velocidades.

Em [101] encontra-se um estudo sobre os parâmetros críticos que afetam a potência final entregue à carga. O caso analisado foi a utilização do motor de indução em um sistema de tração elétrica. De acordo com este trabalho, o principal fator de redução da potência no eixo é a indutância de dispersão dos enrolamentos dos circuitos do estator e do rotor do motor de indução, que são responsáveis por uma queda de tensão de aproximadamente $1/\sqrt{2}$ da tensão aplicada ao estator. Deste modo, foi proposta uma alteração na construção dos enrolamentos do motor para corrigir este problema. A maior dificuldade neste tipo de projeto é ter que construir ou alterar fisicamente o motor.

Em [88] foi realizado um estudo sobre os requisitos técnicos necessários a um bom projeto de construção do motor de indução trifásico e de seu acionamento para tração elétrica em veículos alimentados por baterias de baixo custo. Dentre as comparações realizadas com os motores de corrente contínua alimentados em 24 V, concluiu-se que o motor de indução é mais eficiente que o motor de corrente contínua, ambos no ponto ótimo, nas mesmas condições de operação, apresentando menor custo financeiro de construção e manutenção, e podendo trabalhar na região de enfraquecimento de campo e altas velocidades, enquanto a máquina de corrente contínua não poderia fazê-lo devido às suas dimensões físicas. Este trabalho levantou, ainda, as características principais para que um sistema de tração elétrica seja eficiente. São elas: uma grande faixa de operação para curva velocidade/conjugado; grande eficiência do sistema como um todo, acionamento, motor e carga; robustez e segurança; baixos custos de construção e manutenção; grande capacidade de trabalhar com sobrecarga; alto conjugado de partida; alta aceleração; grande capacidade de conjugado de

aceleração para atuar em ruas íngremes; e ainda, permitir que o sistema seja modular. De acordo com [88], apesar do motor de indução trifásico não satisfazer todas estas características, ele o faz em sua grande maioria, e, pode, portanto, ser o motor escolhido para o projeto desejado de tração elétrica de baixa potência.

Em [54] foi utilizada a técnica de *DTC (Direct Torque Control)* para conseguir o conjugado máximo por ampère, necessário para manter a potência constante durante uma grande faixa da curva de velocidade/conjugado, preocupando-se em controlar o conjugado do motor e não a velocidade. Este trabalho apresentou também um estudo sobre a utilização ótima do conversor de potência dentro dos limites elétricos e térmicos do motor. Apresentou, também, uma análise do comportamento da máquina em diversas regiões de operação, variando a corrente e a tensão máxima impostas ao motor de indução trifásico.

Em [79] foi apresentado um sistema de controle vetorial, considerado robusto, para operar o motor de indução trifásico na região de enfraquecimento de campo. Este sistema teve a finalidade de atuar em veículos de tração elétrica de baixa potência, como vagões, bondes e microônibus urbanos para transporte de passageiros. O objetivo principal deste trabalho foi a eliminação da saturação nos controladores de corrente quando operando na região de enfraquecimento de campo, permitindo-lhes, deste modo, que alterem a tensão de estator em todas as regiões de operação.

Em [76] foi apresentado o projeto de um sistema de controle para um motor de indução trifásico com um alternador integrado (*ISA – integrated starter alternator*) para aplicações com os carros elétricos modernos que possuem bateria de alimentação de 42 V. Este trabalho discute as vantagens de se utilizar o motor de indução ao invés do motor síncrono a ímã permanente, e delinea uma série de qualidades daquele, sendo que a principal delas é seu melhor desempenho em regime de enfraquecimento de campo, [76] e [102].

Há ainda outros trabalhos, como o [88] e [100], que mostram a utilização de motores de indução trifásicos em região de enfraquecimento de campo em aplicações de como tração elétrica ou veículos elétricos, sendo que o foco principal é a alteração física do motor, [100], ou até mesmo, a construção de motor de indução, [88], que comporte as características principais necessárias a este tipo de aplicação. Em ambos os casos, estas alterações nas características físicas do motor servem para melhorar a eficiência e a produção do conjugado máximo por ampère em uma ampla faixa de velocidade.

Em [14] o motor de indução trifásico de quatro pólos foi utilizado como dinamômetro de precisão para veículos de combustão interna. Estes dinamômetros são acoplados diretamente ao eixo do veículo, e podem chegar até 8000 rpm.

Não é a intenção aqui descrever todas as aplicações de motor de indução trifásico em regime de enfraquecimento de campo, mas situar o leitor sobre a relevância do tema, do aporte de recursos aplicados à pesquisa científica nesta área, e das muitas aplicações, as mais diversas possíveis, encontradas na literatura técnica.

As seções a seguir apresentam, resumidamente, as principais contribuições da pesquisa científica internacional nesta área de estudo, enfraquecimento de campo aplicado a motores de indução trifásicos, separando-as em três grupos principais: controle por orientação de campo (*FOC – Field Oriented Control*) ou controle vetorial (*Vector Control*); maximização do conjugado por ampère em uma ampla faixa de velocidades; e técnicas de controle de velocidade sem a necessidade de sensores mecânicos, isto é, técnicas *sensorless*.

2.2.1 – Motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo com controle por orientação de campo ou controle vetorial.

Neste subitem a discussão é focada nas diversas estratégias de orientação de campo, ou controle vetorial, e os ajustes necessários, para sua aplicação em motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo. Serão vistas, também, as contribuições dos principais trabalhos, descritos na sequência, neste estudo.

Xingyi Xu et al., [6], 1998, apresentou um estudo comparativo, através de simulação digital, entre controle orientado pelo fluxo do estator (SFO) e o controle orientado pelo fluxo do rotor (RFO) em regime de enfraquecimento de campo. Este estudo conclui que o SFO apresenta melhor desempenho, uma vez que mantém o máximo conjugado não importando a variação paramétrica. O RFO apresenta uma forte dessintonia devido à variação dos parâmetros levando uma baixa relação conjugado por ampère. Nesta mesma linha, Xingyi Xu [7], em 1992, apresentou um outro estudo comparativo entre SFO e RFO, mostrando que se o fluxo estatórico for mantido proporcional a $1/\omega_r$ pode-se conseguir conjugado próximo do ótimo em regime de enfraquecimento de campo. Ressalta-se que os resultados apresentados nestas investigações, [6] e [7] são apenas teóricos, e altamente controversos. Estudos, como [9], [54], [17], dentre outros, atestam, inclusive experimentalmente, que, se o fluxo rotórico for mantido proporcional a $1/\omega_r$ há perdas de conjugado, e atestam a impossibilidade de se atingir o conjugado máximo por ampère sob tais circunstâncias.

Kerkman [8], em 1992, apresentou um controlador adaptativo pelo modelo de referência (MRAC – *Model Reference Adaptive Controller*) como alternativa auto-organizável para melhorar o desempenho do controle orientado pelo fluxo do rotor em regime de enfraquecimento de campo. Este estudo mostrou que através do MRAC, o controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor pode manter-se sintonizado num intervalo grande de velocidades.

Levi [15], 1995, apresentou um estudo sobre a dessintonia em controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor causada pelas perdas no ferro em regime de enfraquecimento de campo. Este trabalho apresentou uma metodologia experimental para calcular estas perdas em toda a faixa de frequência desejada, e propôs uma modelagem em que as perdas no motor fossem representadas por uma resistência, a qual foi denominada resistência de perdas. O motor foi submetido a velocidades de até 5.0 pu. Este trabalho utilizou redução da frequência nominal de operação do motor para um valor de 30 Hz, para que os testes finais fossem possíveis. Isto, talvez, tenha mascarado os resultados das perdas, uma vez que as perdas no motor, e inclusive as perdas no ferro, são função da frequência de operação da máquina, conforme apresentado em [80].

Grotstollen, [10] e [11], em 1996, apresentou um estudo comparativo entre SFO e RFO quanto à produção de conjugado em regime de enfraquecimento de campo. As regiões de operação do motor de indução foram classificadas em: região de baixas velocidades, região de enfraquecimento de campo e região de altas velocidades. Cada região apresenta sua característica principal: conjugado constante, potência constante e potência versus velocidade constante, respectivamente. Em cada região foi definido o algoritmo de cálculo do fluxo. O controlador se encarrega de calcular ou selecionar por outros métodos o valor do fluxo estático ou rotórico a ser utilizado em cada ponto de operação.

Jansen, [61], em 1994, apresentou um método analítico de observação do comportamento do motor de indução trifásico em regime de enfraquecimento de campo envolvendo as diversas grandezas elétricas do motor. Foram definidos os conceitos de *FRF* (*Frequency Response Function*), através da qual se pode observar e analisar o comportamento do motor sob dessintonia e alteração paramétrica em uma ampla faixa de velocidades. Jansen, ainda em 1994, [60] apresentou um estudo comparativo, através das *FRFs* dos modelos de

controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor, do estator, direto e indireto, modelo de corrente e modelo de tensão, nos diversos referenciais possíveis, e ainda, a influência paramétrica sobre o controle na região de enfraquecimento de campo. Estes trabalhos, [60] e [61], tiveram um impacto significativo na elaboração dos métodos de controle subsequentes.

Wieser [14], 1997, apresentou uma estrutura adaptativa em tempo real para o motor de indução, a partir da qual era possível otimizar a curva do fluxo rotórico por velocidade. A idéia deste trabalho é fazer com que o comportamento dinâmico do motor de indução seja aproximadamente constante em todas as regiões de operação, inclusive para acelerações bruscas em regime de enfraquecimento de campo.

Neste mesmo ano, 1997, Dae Hee Shoi [16] apresentou um estudo sobre dessintonia no controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor causado pelas variações da indutância de magnetização. Foi apresentado que as variações da indutância de magnetização levam a duas consequências: valor impróprio para a corrente de magnetização e falhas no desacoplamento entre fluxo e conjugado. Isto torna a resposta do conjugado instável em regime de enfraquecimento de campo. Este detalhe é fator bastante importante na região de enfraquecimento de campo, onde a utilização do barramento dc está no máximo, e qualquer perda de corrente leva à ineficiência do controle vetorial.

Jul-Ki Seok [18], 1999, desenvolveu uma metodologia adaptativa baseada na injeção de correntes senoidais para corrigir a indutância de dispersão *online*. Isto proporcionou robustez diante da variação paramétrica em toda a região de enfraquecimento de campo e de altas velocidades. Este trabalho realizou, ainda, um estudo detalhado sobre a dessintonia causada pela variação de parâmetros nas regiões de enfraquecimento de campo e altas velocidades. A complexidade matemática da metodologia apresentada pode tornar o método

inviável para implementações em sistemas microprocessados ou em processadores digital de sinais de ponto fixo.

Huang [19], 2003, apresentou uma metodologia para melhoria do desempenho transitório do acionamento por controle vetorial indireto de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo. O método proposto leva em consideração os efeitos da saturação magnética do material, e modela a corrente produtora de fluxo por uma função polinomial quadrática. Este trabalho dividiu esta corrente em três componentes: sem carga, compensação de carga e compensação de transitórios. Cada componente de corrente possui sua própria função de modelagem em função da velocidade mecânica do rotor, e depois, a corrente produtora de fluxo é composta pela soma algébrica destas componentes. No entanto, o que se percebe sobre este método, é que ele é bastante dependente dos parâmetros da máquina, o que diminui sua robustez; e envolve uma série de cálculos matemáticos elaborados, o que diminui sua chance de ser usado em sistemas microprocessados.

Marek Adamowicz et. all., [89], em 2006, apresentou uma aplicação de controle do fluxo de entreferro em motores de indução na região de enfraquecimento de campo utilizando o método de linearização realimentada (*feedback linearization*). De acordo com [89], este tipo de controle permite ambos, bom desempenho dinâmico e eficiência máxima da potência de entrada do motor. No entanto, a linearização do equacionamento do motor de indução leva a simplificações matemáticas que podem não traduzir o caso real, introduzindo discrepâncias que podem ser significativas na região de enfraquecimento de campo e sob saturação magnética.

Briz et all., [68], em 2001, apresentou um trabalho sobre reguladores de corrente e de fluxo para motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo. Este trabalho, [68], ateve-se em estudar os efeitos da dessintonia dos controladores de fluxo e de

corrente sobre o desempenho do sistema como um todo. Estabeleceu, ainda, o projeto e um método de sintonia dos controladores de corrente e de fluxo para aplicações onde há restrições quanto à utilização da tensão de alimentação no *link dc*. Estabeleceu, também, métodos de sintonia de controladores PI para aplicações em controle de motores de indução em regime de enfraquecimento de campo. O problema é que, para sintonizar o controlador PI, é necessário projetar e estabelecer um observador. Se os parâmetros deste observador não estiverem bem ajustados, a tendência é que o controle também não opere corretamente.

Peroutka e Zeman, [79], em 2006, apresentaram um trabalho sobre controle vetorial robusto para operação do motor de indução em regime de enfraquecimento de campo para aplicações em veículos leves de tração elétrica, como bondes e microônibus. Este utiliza uma estrutura de controle vetorial direto para minimizar os efeitos das oscilações do filtro de entrada do *link dc*, que é um grande problema neste tipo de transporte [79]. Este trabalho, [79], investigou ainda a possibilidade de utilizar a sobremodulação para maximizar a utilização da tensão disponível, tentando realizar uma transição suave entre as estratégias de controle vetorial com modulação PWM e a de seis pulsos, sem grandes impactos no desempenho global do veículo, utilizando o barramento cc de modo ótimo.

Mudannayake e Rahman, [76], apresentaram, em 2006, um sistema de controle do motor de indução baseado no ISA (*Integrated Starter Alternator*) para um sistema de suprimento de 42 V. O sistema de controle por orientação de campo foi projetado para operação nos dois estágios: consumo e regeneração da energia da bateria. O sistema utiliza a orientação baseada no vetor corrente de estator no referencial síncrono. A bateria é carregada pela componente q do vetor corrente de estator durante a regeneração, e o *link dc* é mantido em 42 V. Neste trabalho, a componente de corrente i_q também regula o enfraquecimento de campo, ou seja, comanda a corrente i_d e a operação em altas velocidades.

Arantes, [33], em 2003, apresentou uma discussão sobre a utilização de uma modelagem matemática otimizada, no referencial da fase, incluindo a saturação magnética, ou seja, a indutância de magnetização é calculada em cada ponto de operação, para o estudo do motor de indução trifásico em uma ampla faixa de operação, e inclusive em enfraquecimento de campo. Apresentou, também, um estudo sobre o efeito da alteração da resistência rotórica sobre o método de controle vetorial e sobre as estimações de fluxo e de conjugado. Esta modelagem foi implementada e testada, em forma de simulação computacional, no ambiente Simulink®/Matlab®, e constitui-se no eixo central do trabalho aqui desenvolvido, sendo a principal ferramenta de estudo e projeto do sistema embarcado que está sendo utilizado para verificação experimental do método alternativo de controle vetorial indireto proposto neste trabalho.

2.2.2 – Obtenção do conjugado máximo por ampère em motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo.

O regime de enfraquecimento de campo em motores de indução trifásicos implica na redução na magnitude do fluxo do motor, tanto do estator, como do entreferro e do rotor. A redução da magnitude da onda de fluxo leva a uma redução na produção do conjugado eletromagnético do motor. O foco de muitos trabalhos descritos neste subitem é a maximização da produção do conjugado por ampère do motor em cada ponto de operação. Este é o principal obstáculo da utilização de motores de indução em sistemas que solicitam uma larga faixa de velocidade, levando à especificação de motores muito grandes para se conseguir o conjugado desejado na carga.

Sang-Hoon Kim [9], 1995, apresentou uma nova metodologia para obtenção de conjugado máximo em todas as regiões de operação do motor de indução, respeitando os

limites térmicos e elétricos do motor e do conversor estático. Este trabalho apresentou uma formulação matemática para cálculo do conjugado máximo para cada região em função dos parâmetros do motor e das restrições de corrente e tensão máximas fornecidas pelo conversor de potência. Kim também dividiu as regiões de operação em três: região de baixa velocidade, região de enfraquecimento de campo e região de altas velocidades.

Casadei et. al, [54], em 1995, apresentou um estudo voltado para tração elétrica sobre maximização da curva de conjugado em uma ampla faixa de velocidade. Este trabalho traz um estudo sobre as principais restrições impostas ao motor de indução em regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades, aplicando diversas configurações de corrente e tensão. Foi feita uma análise de cada restrição e suas implicações na produção de conjugado no motor. Propôs, também, uma estrutura utilizando o controle direto de conjugado, DTC, onde o motor de indução não tem a preocupação de se espelhar em máquinas de corrente contínua com excitação independente, como no controle vetorial. Neste trabalho não foi configurada uma estrutura de controle da velocidade.

Sang-Hoon Kim [17], 1999, aprimorou a sua metodologia de maximização de conjugado apresentada em [9], aplicando-a em um novo algoritmo chamado de *Estratégia de Controle de Tensão* que permite a obtenção do conjugado máximo em todas as regiões de operação da máquina de indução trifásica alimentada por conversores estáticos. Este trabalho mostrou que esta estratégia combinada com o controle vetorial direto é insensível à variação paramétrica, e, portanto, possibilita a exploração de toda a região de enfraquecimento de campo, e ainda a operação em altas velocidades. De acordo com Kim, esta estratégia é bastante adequada para filosofias de controle do tipo *sensorless*.

Em 2004, S. Lim, [23], propôs um algoritmo de minimização de perdas utilizável em todas as regiões de operação para motores de indução trifásicos acionados por conversores

estáticos. A idéia principal deste método é explorar ao máximo a potência disponível pelo inversor respeitando as limitações térmicas e elétricas do conjunto motor/inversor, inclusive na região de enfraquecimento de campo. Lim propõe a inserção de uma resistência fictícia no modelo em quadratura, dq , do motor. Este tipo de trabalho apresenta dois grandes problemas: O primeiro, é não correspondência do modelo matemático com o motor real, o que resulta na inserção de parâmetros extras para viabilizar o estudo, em detrimento do conhecimento das grandezas reais do motor. Estes novos parâmetros não representam a realidade do problema, e quando o fazem, é apenas em pontos específicos de operação. O segundo, é a complexidade matemática, uma vez que os parâmetros a serem estudados precisam ser inseridos dentro das equações de estado. E quando o objetivo é a implementação do controle em sistemas microprocessados, este tipo de teoria torna-se bastante inviável.

López-Gallegos et. all, [75], em 2006, apresentou um controle de corrente para motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo. Tanto neste trabalho como em [17], o objetivo é aplicar o máximo conjugado por ampère, sem extrapolar os limites físicos, térmicos e elétricos, do motor. Este trabalho, [75], traz uma novidade, que é a de separar a região de enfraquecimento de campo em duas partes. Cada uma delas com suas particularidades e algoritmos de controle diferentes. Como não apresenta controle de velocidade, a velocidade varia de acordo com a carga no eixo e as limitações impostas pela tensão de alimentação e pelas as perdas no motor.

Casadei et. all, [74], em 2006, apresentou uma melhoria no seu conhecido trabalho sobre controle *sensorless* de motores de indução trifásicos em enfraquecimento de campo sob a estratégia de DTC [21]. Este trabalho, [74], utiliza um observador do fluxo estatórico para aperfeiçoar o controle de conjugado, que ao invés de DTC, utiliza uma estrutura *space vector* para o controle do motor. O máximo conjugado por ampère é conseguido ajustando

corretamente a componente da corrente de estator, as componentes do fluxo estatórico e do ajuste da tensão de *link dc*.

Rudolf Wieser, [65], em 1998, apresentou um trabalho sobre otimização da regulação do fluxo rotórico focado na dinâmica do conjugado, onde a idéia principal era permitir o conjugado máximo levando em consideração apenas a limitação de tensão. Então foi desenvolvida uma modelagem matemática baseada no modelo vetorial do motor de indução trifásico, e um método de calcular em avanço o valor do fluxo rotórico necessário para possibilitar o conjugado desejado. Finalmente, apresenta um modelo adaptativo do motor de indução, que em conjunção com o controlador de fluxo, garantiria acelerações rápidas em regime de enfraquecimento de campo.

2.2.3 – Controle de velocidade sem sensor mecânico de velocidade ou controle *sensorless* de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo.

O foco neste subitem são as estruturas de estimação de velocidade, estimação dos fluxos, estatórico e rotórico, do motor. Este tipo de trabalho, onde não há a utilização de sensores mecânicos de velocidade e nem de posição são chamados de sistemas *sensorless*. Em motores operando na região de enfraquecimento de campo, isto se torna um desafio, uma vez que a não linearidade do material magnético, peculiar a este tipo de operação, dificulta a estimação do fluxo. Serão descritos alguns das principais contribuições em estimadores e observadores de fluxo e velocidade, tendo em vista a redução dos custos na implementação das malhas de controle.

Blasco-Gimenez [12], 1996, apresentou um controlador *sensorless* baseado no método MRAS para operar o motor de indução trifásico em regime de enfraquecimento de campo. Este trabalho apresenta uma nova metodologia para estimação de velocidade e fluxo em

baixas velocidades usando a técnica de enfraquecimento de campo. Nesta mesma linha, Holtz [13] apresentou a modelagem matemática para a utilização do enfraquecimento de fluxo para estimar velocidade e fluxo quando da operação do motor de indução em baixas velocidades.

Em 2002, Levi, [4] e [5], propôs uma versão modificada do Sistema Adaptativo pelo Modelo de Referência (*MRAS*) para estimar a velocidade do motor de indução trifásico em regime de enfraquecimento de campo. O *MRAS* proposto atua diretamente no vetor espacial fluxo rotórico através de dois modelos distintos: no primeiro, o fluxo do rotor é calculado pelo modelo de tensão, e no segundo, pelo modelo de corrente. Este é considerado como o modelo fixo, enquanto que aquele é o modelo a ser ajustado pela malha de controle do observador. O observador foi ajustado para detectar e compensar, através da análise do fluxo rotórico, as variações instantâneas no fluxo de magnetização durante toda a operação em regime de enfraquecimento. De acordo com este trabalho, o esquema adaptativo desenvolvido pode ser aplicado em diversas estratégias de controle, como: realimentação em avanço, *feed-forward*, controle vetorial indireto ou controle por orientação de campo, IFOC, controle direto de conjugado, *DTC*, e etc.

Myoung-Ho Shin [20], 2003, apresentou um estudo sobre os problemas causado pelo atraso do filtro passa-baixas em sistemas de acionamento *sensorless* orientado pelo fluxo do estator (SFO) para motores de indução trifásicos. Este atraso provoca dessintonia no controle de corrente durante os transitórios, e leva a valores estimados diferentes da velocidade real do rotor, principalmente em regime de enfraquecimento de campo. Este trabalho propôs uma nova metodologia de estimação de velocidade baseada em filtros de Kalman para estimar a velocidade que eliminaria estas dessintonias. Sendo que em 2005, este mesmo estudo foi proposto através do observador de Luenberger [22].

Casadei et al., [21], também em 2003, apresentou um modelo de acionamento *sensorless* baseado na estratégia de controle direto de conjugado, *DTC*, com frequência de chaveamento constante. Neste trabalho foi apresentado um regulador de fluxo estatístico, o qual, através de uma malha de compensação entre os modelos de tensão de corrente para o fluxo estimado, corrige os erros de estimação, proporcionando robustez ao *DTC*. Este trabalho trabalhou, também, com sinais discretos no tempo, tendo em vista a implementação do controle em *DSP*. Foi apresentada, ainda, uma metodologia para correção do tempo morto, *dead-time*, das chaves semicondutoras do inversor causado pelos tempos de subida e de descida das chaves de potência quando comandado por processadores digitais de sinais, *DSP*. Foi desenvolvido um algoritmo baseado na metodologia de Kim [9] para obtenção do conjugado máximo em qualquer região de operação do motor de indução trifásico respeitando os limites térmicos e elétricos do motor e do conversor de potência. E foi apresentada uma nova metodologia de controle de fluxo do motor baseada na estratégia de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator que une *DTC* com modulação *space vector* (*SVM*) para acionar o motor de indução trifásico em todas as regiões de operação: velocidade zero, baixas velocidades, regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades.

Abu-Rub e Holtz, [77], 2006, apresentou um método de controle *sensorless* para impor o conjugado máximo por ampère em regime permanente e reserva uma margem de tensão para permitir mudanças bruscas na dinâmica da máquina em regime de enfraquecimento de campo. Este trabalho utiliza o sistema de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator no referencial síncrono, e utiliza a modulação *space vector* para maximizar a utilização da tensão de *link dc*.

Abu-Rub e Holtz et. al., [86], apresentou em 2007, um método de maximização de conjugado baseado no seu trabalho anterior sobre controle *sensorless* de motores de indução

trifásicos em regime de enfraquecimento de campo, [77], no qual uma estrutura para a máxima utilização da tensão no barramento cc foi desenvolvida. Este trabalho, [86], também traz uma estrutura de controle vetorial orientada pelo fluxo do rotor para estimação da velocidade. A ideia aqui, também, é operar o motor no limite máximo possível, respeitando as restrições físicas do motor, e aplicando uma estrutura de modulação *space vector* para garantir o terceiro harmônico de corrente e maximizar o uso do *link dc*.

Casadei et al., [99], em 2006, apresentou um estudo amplo sobre controle direto de conjugado, *DTC*, em motores de indução trifásicos, e inclusive operando em região de enfraquecimento de campo e altas velocidades, mostrando a viabilidade técnica da utilização de observadores de fluxo estático e das consequências e benesses da utilização de sistema de *DTC* com frequência de chaveamento constante. Foi apresentada, também, uma compensação para os erros de fluxo, utilizando uma estrutura de modulação *space vector* discreta para o controle *DTC*. E ao final, foi realizado um estudo comparativo entre as diversas estratégias de controle de conjugado e um algoritmo específico para utilização de *DTC* na região de altas velocidades. Os trabalhos [21], [74] e [99], todos realizados por Casadei et al., foram de grande valia no estudo, projeto e realização do trabalho aqui proposto.

2.3 Considerações básicas sobre a filosofia de controle vetorial e sua aplicação na região de enfraquecimento de campo

Os motores de indução trifásicos (MIT) são tradicionalmente utilizados em aplicações de velocidade constante, no entanto o desenvolvimento das estratégias modernas de controle associadas aos conversores estáticos de potência têm oferecido elevado desempenho e alto rendimento para operações com velocidades e conjugados variáveis, e inclusive aplicações em regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades. Dentre as técnicas de acionamento

do MIT, o controle vetorial ou controle por orientação de campo (FOC) é uma técnica já bastante conhecida, estudada e utilizada, que se tornou uma tecnologia madura com várias aplicações em processos industriais.

A técnica de controle vetorial consiste na obtenção do comportamento dinâmico da máquina de corrente contínua com excitação independente com o motor de indução trifásico. A característica fundamental desta estratégia de controle é o desacoplamento entre as componentes, que produz fluxo e a que produz conjugado. Para o motor de indução, este desacoplamento entre o fluxo do rotor e a corrente do rotor já existe em regime permanente, ambos originados da força magnetomotriz (fmm) do estator [24]. Deste modo, o controle vetorial consiste na imposição do vetor fmm de estator de tal modo que os vetores fluxo de rotor e corrente de rotor permaneçam perpendiculares tanto em regime permanente quanto em regime transitório.

Na literatura técnica afim encontra-se grande número de trabalhos sobre controle vetorial ou controle por orientação de campo (FOC), abrangendo os diversos referenciais e orientados pelos os mais diversos métodos. Este trabalho destaca aqueles considerados mais relevantes dentro de sua ótica de ver o controle vetorial como uma ferramenta de estudo extraída da própria análise física do motor.

Andrade [24], Nerys [25], Arantes [26] e Asley [27] apresentaram, cada um à sua época, um método de controle vetorial indireto orientado pelo fluxo do rotor, e projetado no sistema de referência síncrona derivado do estudo físico das quantidades elétricas e magnéticas do motor de indução trifásico. Este método de controle vetorial, aplicado apenas na região de baixas velocidades, foi então denominado de método alternativo de controle vetorial. E tem como principal característica o conhecimento dos vetores principais que

influenciam o comportamento do motor, e o modo de manipulá-los para se conseguir uma rápida transição de conjugado, sem oscilações na corrente.

Os métodos de controle vetorial se dividem quanto à orientação e quanto à implementação, podendo ser direto ou indireto. Quando o controle vetorial é implementado da forma indireta, não há realimentação do vetor fluxo ou do vetor corrente de estator dentro do bloco de controle. O controlador baseia-se em um sistema de realimentação em avanço, *feedforward*, para gerar as variáveis de controle necessárias à obtenção do desacoplamento, caracterizando-se, deste modo, pelo não conhecimento da posição real do vetor fluxo rotórico controlado. Por isso, o método indireto é bastante dependente de um perfeito ajuste entre os parâmetros da máquina e os usados na malha de controle.

Quando o controle vetorial é realizado de modo direto, há uma malha de realimentação de fluxo, e, portanto, caracteriza-se pela necessidade de medição ou estimação do vetor fluxo, podendo ser rotórico, estatórico ou de entreferro, dependendo da orientação do controle. A obtenção deste vetor fluxo é o ponto crucial no controle vetorial direto, e há diversas maneiras e métodos para mensurá-lo. As técnicas de medição mais utilizadas são: sensores de efeito hall, bobinas exploradoras, estimadores de fluxo, observadores de fluxo, entre outras.

Os sensores de efeito hall e as bobinas exploradoras apresentam a desvantagem que para sua instalação é necessário alterar a estrutura física da máquina, e, portanto, perderam muito espaço na literatura e na pesquisa afim para os estimadores e observadores de fluxo.

Os estimadores de fluxo fazem uso basicamente das quantidades terminais da máquina como tensão, corrente e velocidade para, a partir do modelo da máquina estimar as componentes de fluxo, mas não apresentam mecanismos para compensação de erro de predição. Por isso tem grande sensibilidade à variação paramétrica, e assim não são eficientes em baixas velocidades, em regime de enfraquecimento e nem em altas velocidades.

Os observadores de fluxo podem ser vistos como estimadores em malha fechada, ou seja, possuem mecanismos para compensação de erro de predição, mesmo assim, podem apresentar problemas em baixas velocidades, mas podem apresentar bons desempenhos em regime de enfraquecimento de campo e em altas velocidades.

Ambos os métodos de controle vetorial, indireto e direto, podem, ainda, ser classificados de acordo com os vetores espaciais de enlace de fluxo escolhido: estator, rotor ou de entreferro. Assim, cada método de controle vetorial, direto ou indireto, pode ser orientado de acordo com o fluxo escolhido, gerando as seguintes técnicas de orientação pelo campo: orientação pelo fluxo do rotor, orientação pelo fluxo do estator e orientação pelo fluxo mútuo.

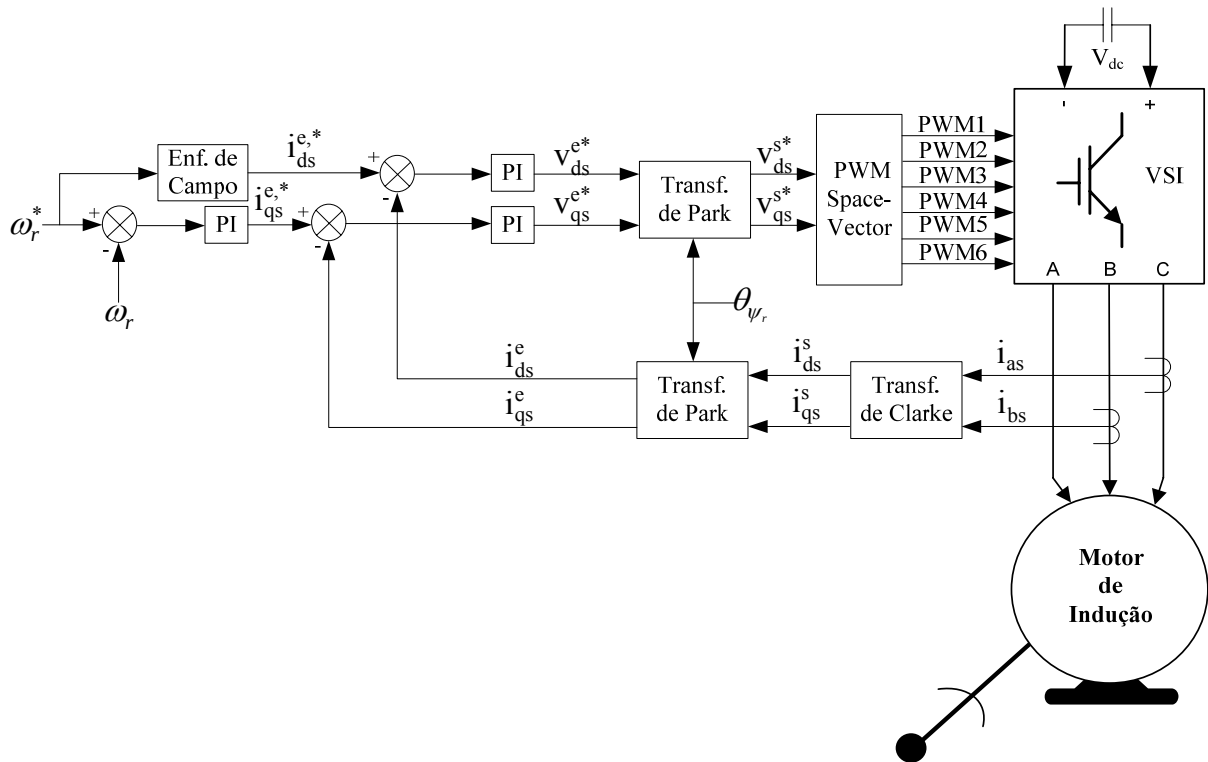


Figura 2.1 – Controle vetorial direto com orientação pelo fluxo do rotor

A figura 2.1 apresenta uma implementação do controle vetorial direto com orientação pelo fluxo do rotor. Esta estratégia apresenta um controlador de corrente PI síncrono, ou seja, as grandezas de corrente estão no referencial síncrono, e portanto, em quantidades contínuas.

Além disso, o sinal de referência de velocidade é variado obedecendo uma rampa de aceleração. Este tipo de controlador é o mais utilizado na indústria em acionamentos de motores CA controlados por orientação de campo. A figura 2.1 também apresenta o bloco de controle de enfraquecimento de campo e altas velocidades, o qual pode apresentar uma estratégia própria de controle do enfraquecimento do fluxo, seja o tradicional $1/\omega_r$ ou outra. O inversor de potência é modulado pela estratégia de chaveamento PWM *Space Vector*, que permite uma melhor utilização do enlace dc, pela injeção de um terceiro harmônico de corrente.

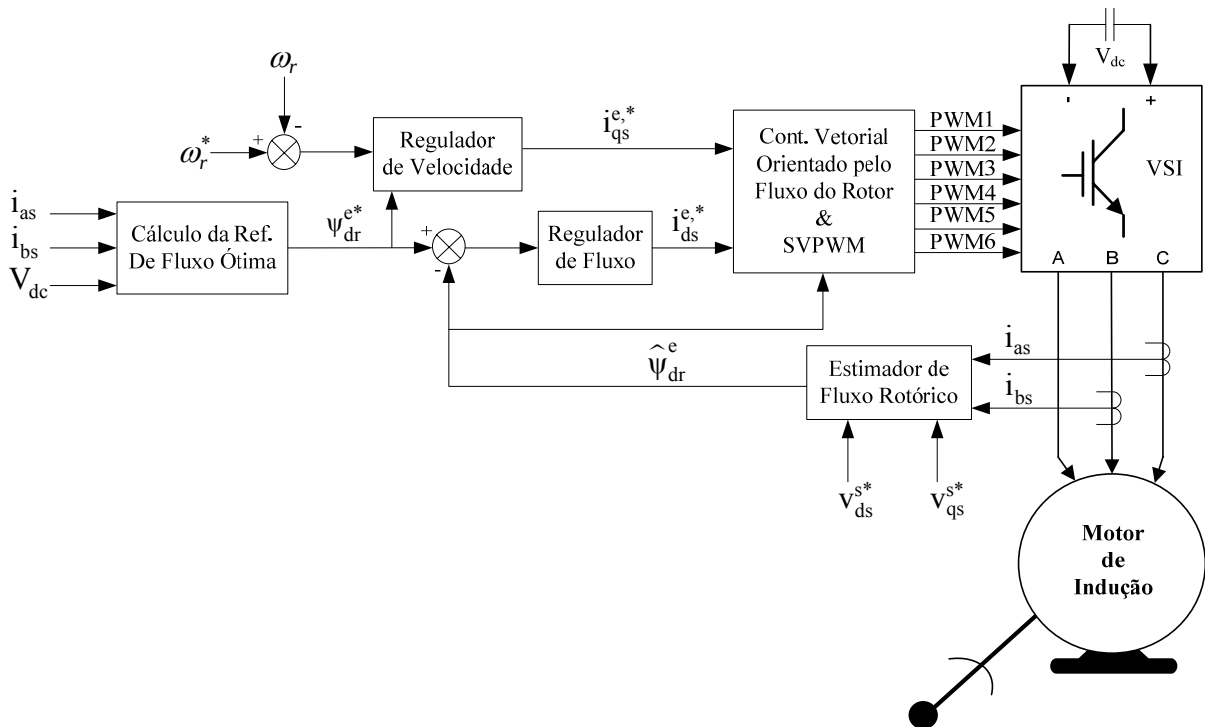


Figura 2.2 – Controle vetorial direto orientado pelo fluxo do rotor com estimação de fluxo

No sentido de aperfeiçoar o acionamento do motor de indução, muitas outras propostas de controle podem ser encontradas na literatura, em que o fluxo enlaçado é controlado diretamente. A figura 2.2 apresenta um esquema geral de estimação do fluxo rotórico, e controle vetorial direto. A diferença básica para o esquema de controle apresentado na figura 2.1 é que este impõe o fluxo rotórico de forma *feedforward*, ou realimentação em

avanço. Isto quer dizer que o fluxo rotórico é calculado em simulação para cada ponto de operação desejado, e depois, através dos dados de uma *look-up-table*, ele é calculado na simulação seguido de interpolação matemática.

No esquema da figura 2.2, o fluxo rotórico é estimado pelas quantidades elétricas da máquina, como tensão, corrente e/ou velocidade, este valor é comparado com uma referência, e através do controlador PI de fluxo, obtém-se a corrente de referência para o eixo direto, ou eixo responsável pela produção de fluxo máximo no motor. O bloco “Cálculo da Referência de Fluxo Ótimo” apresenta um algoritmo para obtenção do valor ótimo do fluxo que deve ser imposto à máquina em cada região de operação, região de baixas velocidades, região de enfraquecimento de campo e região de altas velocidades.

2.4 Objetivos e contribuições científicas do presente trabalho

Este trabalho teve como origem a proposta de verificar a operação de motores de indução trifásicos em regime de enfraquecimento de campo e altas velocidades. A modelagem matemática foi inicialmente desenvolvida em [27], [28], [29], [30], [31] e [32], sendo que em [33], Arantes desenvolveu uma ferramenta computacional, no ambiente matemático Simulink®/Matlab®, para que os testes fossem realizados com relativa robustez e confiança. Neste trabalho foi aprimorada esta ferramenta computacional, tornando-a discreta, modular, e pronta para ser utilizada no ambiente de simulação SimPowerSystem®/Simulink®/MatLab®, com capacidade de ser interligada aos blocos elétricos deste ambiente, sendo que existem duas versões da ferramenta computacional: uma em estrela e outra em delta.

Este trabalho também implementa a proposta de estimador de fluxo rotórico apresentada em [33], tanto em simulação, como experimentalmente em DSP, e aprimora o método alternativo de controle vetorial indireto para sua aplicação em regime de

enfraquecimento de campo e altas velocidades com a manutenção do conjugado máximo por ampère. A modelagem estudada é bastante completa e tenta reproduzir computacionalmente o sistema experimental completo.

Com base no objetivo final, que é o estudo do desempenho do motor operando com frequências acima da nominal, detectaram-se segmentos distintos na realização deste trabalho, os quais são mostrados na seqüência.

- ✓ **Emprego de uma modelagem diferenciada, por fase, utilizando o conceito de “função harmônica magnética”, no estudo do acionamento estático do motor de indução trifásico**

A ferramenta computacional é um item bastante importante no estudo e análise do comportamento do motor em diversas situações de operação. Quer seja sob saturação magnética, quer seja na região de baixas velocidades, região de enfraquecimento de campo ou região de altas velocidades.

Este trabalho contribui com relação aos demais pesquisados na utilização de uma modelagem por fase desenvolvida e verificada em [27], [28], [29], [30], [31], [32] e [33], onde é apresentado o conceito de função harmônica magnética. O modelo utiliza os fluxos concatenados como variáveis de estado, portanto, eliminando quaisquer artifícios matemáticos requeridos nas modelagens de eixos $d-q$ para representação da saturação cruzada. É levado em conta o terceiro harmônico espacial dos enrolamentos presentes na máquina, que dispensa quaisquer manipulações no circuito equivalente e não necessita de dados do projeto da máquina.

- ✓ **Estudo e análise da modelagem completa, por fase, do motor de indução em regime de enfraquecimento de campo**

Outra contribuição importante deste trabalho é a análise dos efeitos da saturação magnética em baixas velocidades, da redução do fluxo no enfraquecimento de campo e altas velocidades. Ao contrário da maioria da literatura científica afim, que desconsidera os efeitos dos harmônicos do fluxo de entreferro, este trabalho apresenta o comportamento dinâmico dessas grandezas.

Os efeitos da saturação magnética e da redução do fluxo na região de enfraquecimento de campo, verificados nas formas de onda da tensão e corrente do motor, bem como na de conjugado, velocidade e fluxos oferecem subsídios para projetos otimizados de controladores, tanto os de corrente, como os de chaveamento do conversor.

✓ **Estudo, análise e implementação da curva do conjugado máximo por ampère no método alternativo de controle vetorial indireto em cada região de operação**

A contribuição original deste trabalho e também o seu foco principal está em utilizar o método alternativo de controle vetorial para operar o motor de indução em uma ampla faixa de velocidades, desde as baixas velocidades, região de enfraquecimento de campo e altas velocidades. Para que isto seja possível, o algoritmo original de controle precisa ser adaptado para comportar estes requisitos.

Este trabalho propõe uma nova estrutura do método alternativo de controle vetorial indireto capaz de suprir o máximo conjugado por ampère ao motor. Esta estrutura foi estudada e analisada em simulação, e depois, implementada em DSP.

✓ **Implementação em DSP do método alternativo de controle vetorial indireto com obtenção do conjugado máximo por ampère em cada região de operação**

Outra contribuição importante, é a implementação do método alternativo com maximização do conjugado por ampère em todas as regiões de operação em DSP. Foi utilizado o DSP fabricado pela Texas Instruments, TMS320F2812, em conjunção com o kit de desenvolvimento, ezDsp F2812. Esta contribuição, também, é considerada nova, não sendo encontrada, ainda, na literatura científica internacional.

Este desenvolvimento para o DSP revelou detalhes do trabalho de simulação do controle vetorial não detectada no trabalho anterior, [33]. Estes detalhes levaram a uma melhoria da plataforma de simulação, fazendo-a muito próxima do caso real.

Isto foi uma necessidade, à medida que os problemas surgiam na bancada, a solução somente era encontrada após a verificação em simulação, e, portanto, o trabalho de desenvolvimento do modelo virtual foi contínuo.

Outro detalhe, é que a bancada experimental, composta pela interface digital de condicionamentos dos pulsos de ataque de gatilho e do sistema de condicionamento e aquisição de sinais analógicos, foi totalmente desenvolvida durante este trabalho.

✓ **Implementação no DSP TMS320F1812 da Texas Instruments do método para estimativa do fluxo rotórico proposto por Freitas [33]**

Este trabalho realiza, também, o estudo e implementação do método de estimativa de fluxo rotórico proposto em [33] em DSP. Juntamente com este método de estimativa de fluxo, construiu-se, baseado nele, conforme proposto por [33] um estimador de conjugado.

Este método não depende da transformação de variáveis em sistemas de referenciais girantes, apenas utiliza a transformação de trifásico para bifásico no referencial estatórico. E, por isso, não depende do conhecimento da posição absoluta instantânea do fluxo do rotor. Baseia-se na aquisição das grandezas terminais (corrente e velocidade), e, portanto, baseado

no modelo de corrente, e no conhecimento dos parâmetros do rotor, resistência, indutância e a constante de tempo rotórica. Foi inicialmente proposto por [33], mas ainda não havia sido testado em sistemas experimentais, de modo que, este trabalho contribui com a pesquisa científica na área atestando a validade do método, e sua facilidade de implementação em sistemas microprocessados.

2.5 Conclusão

Este capítulo teve o objetivo de mostrar a relevância do estudo de enfraquecimento de campo em motores elétricos, seu nicho de aplicações, e o grande envolvimento da pesquisa técnica internacional.

Apresentou também, que o motor de indução pelas suas bem conhecidas características, como robustez, baixo custo de construção e manutenção, confiabilidade, grandes investimentos em conhecimento e simulação e outras, domina o leque de aplicações em que se utilize a região de enfraquecimento de campo e altas velocidades.

Foi visto que diversas aplicações exigem uma larga faixa da curva de velocidade/conjugado. Dentre elas, destacam-se as aplicações envolvendo veículos de tração elétrica, que nos dias atuais, é uma das áreas mais pesquisadas e com um grande aporte de capital financeiro, humano e tecnológico.

Discorreu-se, também, sobre os métodos de controle vetorial, dando uma atenção especial ao método alternativo de controle vetorial indireto, utilizado no trabalho.

Na seqüência são apresentados os modelos matemáticos utilizados para simulação do comportamento do motor e para implementação do controle. O que se busca é uma plataforma de simulação que se aproxime tanto quanto possível da configuração real do sistema.

CAPÍTULO III

MODELAGEM MATEMÁTICA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

3.1 Introdução

A operação do motor de indução trifásico em velocidades acima da nominal para um dado conjugado de carga sem enfraquecimento de campo leva, inevitavelmente, à saturação magnética. Isto se dá devido à redução do fluxo que leva ao aumento da tensão necessária para impor a corrente que produz um dado conjugado, atingindo a região onde a variação de fluxo por corrente não é constante, ou seja, apresenta não linearidade na curva de indutância de magnetização. Deste modo é necessário que se utilize um modelo matemático do MIT que leve em consideração os efeitos da saturação magnética. Dentre as consequências da saturação magnética, pode-se destacar:

- ✓ Aparecimento de harmônicos espaciais no fluxo de magnetização;
- ✓ Distorções nas formas de onda de tensão e/ou correntes do estator;
- ✓ Distorções das correntes do rotor;
- ✓ Oscilações de conjugado eletromagnético;

Diante disso, existe uma vasta literatura sob o ponto de vista da modelagem matemática do motor de indução visando representar da melhor forma tais efeitos [45], [46], [47], [48], [49] e [50].

Neste capítulo, é apresentada a modelagem do motor de indução trifásico em função dos concatenamentos dos fluxos de estator e de rotor incluindo a saturação magnética, e sua aplicação dentro da estratégia do método alternativo de controle vetorial indireto. Esta

modelagem, que tem como variáveis de estado os fluxos concatenados das fases a, b e c do estator e A, B e C do rotor sem transformação de coordenadas ou de sistema de referência, permite uma visão mais completa dos fenômenos eletromagnéticos que ocorrem no motor, e inclusive, as variações paramétricas em função da saturação do material magnético.

Entretanto, para desenvolvimento da estratégia de controle a ser empregado ao motor, utiliza-se a modelagem que envolve o conhecido sistema em quadratura, ou modelagem vetorial do motor de indução trifásico. Esta modelagem é bastante útil na elaboração do método alternativo de controle vetorial indireto e do equacionamento da produção máxima de conjugado por ampère em cada região de operação do motor.

3.2 Modelo Matemático do MIT Incluindo a Saturação Magnética

Este item apresenta a modelagem do motor de indução trifásico, desenvolvida e verificada em [27], [28], [29], [30], [31] e [32]. Para incluir a saturação, a modelagem emprega o conceito de função harmônica magnética e considera as componentes, fundamental e terceiro harmônico, da distribuição espacial de fluxo no entreferro. A solução das equações requer o conhecimento das características magnéticas da máquina a partir das funções harmônicas magnéticas, descritas na seqüência. Estas funções são obtidas experimentalmente com as medidas das tensões e correntes de fase da máquina. O procedimento para sua determinação é descrito no item 3.3, conforme o algoritmo elaborado por Freitas em [33]. A partir destas componentes, calcula-se o fluxo de magnetização por fase ψ_{mn} e sucessivamente a corrente e o fluxo concatenado por fase i_n e ψ_n . Adicionalmente, as equações dinâmicas do motor são devidamente manipuladas de forma que também considerem a existência dos componentes harmônicos do fluxo em suas expressões.

A seguir é apresentada uma descrição sucinta do modelo, com ênfase nas equações finais que modelam o motor. A modelagem na sua íntegra é bastante elaborada tanto matematicamente como fisicamente, e pode ser encontrada em [27], [28] e [29].

Inicialmente, considerando n uma fase genérica que representa as fases, (a, b, c) do estator ou (A, B, C) do rotor, a equação geral que representa a tensão terminal, v_n da máquina é dada por

$$v_n = R_n i_n + \frac{d\psi_n}{dt}. \quad (3.1)$$

Assumindo o fluxo de dispersão linear, o fluxo concatenado total por fase (ψ_n) é calculado pela soma da parcela do fluxo de dispersão por fase, $(L_n i_n)$, sendo (L_n) a indutância de dispersão por fase, com a parcela do fluxo de magnetização por fase, (ψ_{mn}) . De posse desta, obtém-se a equação de corrente que relaciona o fluxo concatenado por fase com o fluxo de magnetização (ψ_{mn}) da forma

$$\psi_n = L_n i_n + \psi_{mn} \Rightarrow i_n = \frac{\psi_n - \psi_{mn}}{L_n}. \quad (3.2)$$

Na equação (3.2), é necessário que se conheça o fluxo de magnetização por fase, (ψ_{mn}) . Para obtê-lo, considera-se somente a componente fundamental da distribuição espacial da força magnetomotriz resultante, produzida pelas correntes de estator e rotor, mostrada na figura 3.1. Num dado instante, o valor máximo da distribuição espacial resultante de força magnetomotriz é FM , dada por uma posição genérica α , definida ao longo de uma referência angular com origem no eixo da fase a do estator θ . A distribuição da força magnetomotriz resultante pode ser escrita da forma [28], [30]

$$\text{mmf}(\theta) = FM \cos(\theta - \alpha) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} 2K_n i_n \cos(\theta - \theta_n). \quad (3.3)$$

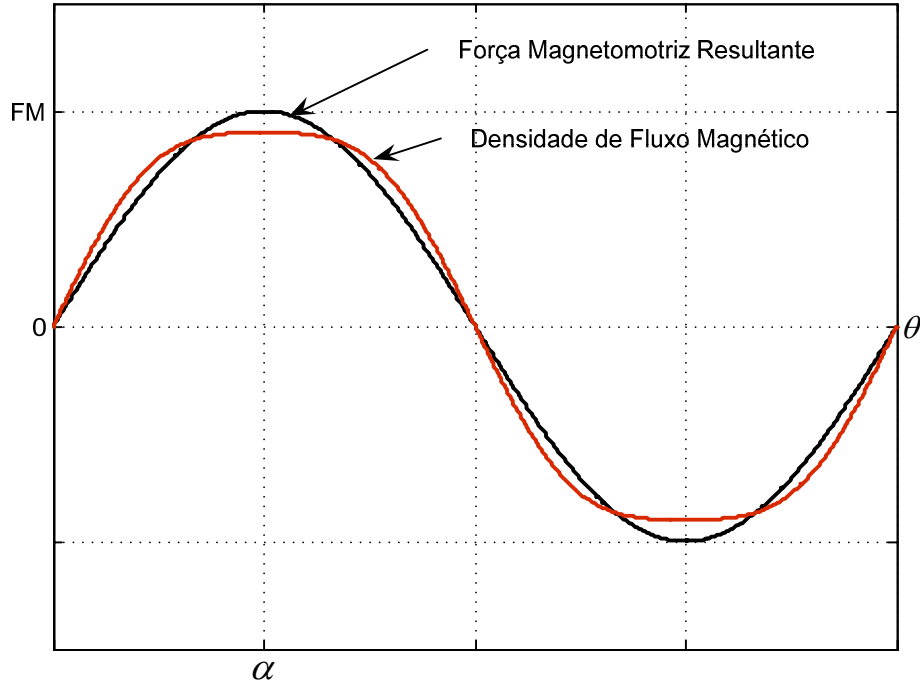


Figura 3.1 – Distribuição resultante de força magnetomotriz e densidade de fluxo magnético

Manipulando a equação (3.3) e admitindo uma máquina simétrica com os enrolamentos do rotor referidos ao estator com $K_n = K_a = K_b = K_c = K_A = K_B = K_C = K$, obtém-se

$$\frac{FM}{2K} \cos(\theta - \alpha) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} i_n \cos(\theta - \theta_n). \quad (3.4)$$

Fazendo $\overline{FM} = \frac{FM}{2K}$, a equação (3.4) pode também ser indicada na forma complexa

pela equação abaixo

$$\overline{FM} \angle -\alpha = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} i_n \angle -\theta_n. \quad (3.5)$$

Onde, baseando-se na equação (3.2), obtém-se

$$\overline{FM} \angle -\alpha = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_n - \psi_{mn}}{L_n} \angle -\theta_n. \quad (3.6)$$

De (3.6) tem-se que

$$\overline{FM} \cos(\alpha) - j \overline{FM} \sin(\alpha) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_n - \psi_{mn}}{L_n} \cos(\theta_n) - j \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_n - \psi_{mn}}{L_n} \sin(\theta_n). \quad (3.7)$$

Manipulando a equação (3.7) e separando-a adequadamente nas partes reais e imaginárias, tem-se

$$FR = \overline{FM} \cos(\alpha), \quad (3.8)$$

$$FI = \overline{FM} \sin(\alpha), \quad (3.9)$$

$$f_R(\psi) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_n}{L_n} \cos(\theta_n), \quad (3.10)$$

$$f_I(\psi) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_n}{L_n} \sin(\theta_n), \quad (3.11)$$

$$f_{m_R} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_{mn}}{L_n} \cos(\theta_n), \quad (3.12)$$

$$f_{m_I} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\psi_{mn}}{L_n} \sin(\theta_n). \quad (3.13)$$

Substituindo (3.10), (3.11), (3.12) e (3.13) em (3.7) nas suas partes reais e imaginárias, tem-se

$$FR = f_R(\psi) - f_{m_R}, \quad (3.14)$$

$$FI = f_l(\psi) - f_{m_l}. \quad (3.15)$$

A força magnetomotriz $\text{mmf}(\theta)$ produz uma distribuição resultante de densidade de fluxo magnético $B(\theta)$. Considerando que a máquina está saturada, a densidade de fluxo no entreferro terá uma forma achatada proveniente dos harmônicos espaciais de enrolamento, e que têm a terceira harmônica como predominante. Deve-se observar pela figura 3.1 que $B(\theta)$ está em fase com a fundamental da distribuição força magnetomotriz, e quando decomposta na série de Fourier pode ser escrita da forma [30], [34] e [35]

$$B(\theta) = \sum_{h=1,3} B_h \cos[h(\theta - \alpha)]. \quad (3.16)$$

Considerando um enrolamento genérico de fase n , distribuído em várias bobinas, cada uma delas com N voltas, o fluxo total do enrolamento n devido a $B(\theta)$ é dado por

$$\psi_{mn} = \sum_{h=1,3} F_h(\overline{FM}) \cos[h(\alpha - \theta_n)]. \quad (3.17)$$

Onde $F_h(\overline{FM})$ é a componente máxima fundamental do fluxo de magnetização, também denominada de *função harmônica magnética*.

Quando a equação (3.17) é substituída em (3.12) e (3.13), a componente fundamental tem a forma

$$f_{m_r} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{F_1(\overline{FM})}{L_n} \cos(\alpha - \theta_n) \cos(\theta_n), \quad (3.18)$$

$$f_{m_l} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{F_1(\overline{FM})}{L_n} \cos(\alpha - \theta_n) \sin(\theta_n). \quad (3.19)$$

A componente de terceiro harmônico tem a forma

$$f_{m_R} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{F_3(\overline{FM})}{L_n} \cos(3\alpha - 3\theta_n) \cos(\theta_n) \quad (3.20)$$

$$f_{m_I} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{F_3(\overline{FM})}{L_n} \cos(3\alpha - 3\theta_n) \sin(\theta_n). \quad (3.21)$$

Através de manipulações trigonométricas, e considerando $\theta_n = \theta_a; \theta_b; \theta_c; \theta_A; \theta_B; \theta_C$, sendo $\theta_a = 0$, $\theta_b = -120^\circ$, $\theta_c = 120^\circ$, e $\theta_A = \theta_r$, $\theta_B = \theta_r - 120^\circ$, $\theta_C = \theta_r + 120^\circ$, a solução das equações (3.20) e (3.21) fornece resultado final igual a zero.

Continuando o desenvolvimento, as equações (3.18) e (3.19) podem ainda ser manipuladas de forma a se obter

$$f_{m_R} = F_1(\overline{FM}) \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{1}{2L_n} [\cos(\alpha) + \cos(\alpha - 2\theta_n)], \quad (3.22)$$

$$f_{m_I} = F_1(\overline{FM}) \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{1}{2L_n} [\sin(\alpha) + \sin(2\theta_n - \alpha)]. \quad (3.23)$$

Para uma máquina simétrica, os enrolamentos das fases (a,b,c) do estator e (A,B,C) do rotor são iguais, de forma que: $L_a = L_b = L_c = L_s$ e $L_A = L_B = L_C = L_r$. Para uma máquina de indução com enrolamentos deslocados espacialmente de 120° , de (3.22) e (3.23) pode-se obter o seguinte conjunto de equações para o estator e para o rotor descrito abaixo, lembrando que para o estator e rotor teremos os seguintes ângulos de deslocamento entre as fases: $\theta_a = 0$; $\theta_b = -120^\circ$; $\theta_c = 120^\circ$; $\theta_A = \theta_r$; $\theta_B = \theta_r - 120^\circ$; $\theta_C = \theta_r + 120^\circ$.

$$f_{m_R} = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \cos(\alpha), \quad (3.24)$$

$$f_{m_I} = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \sin(\alpha). \quad (3.25)$$

De (3.8) e (3.9) sabe-se que

$$\cos(\alpha) = \frac{FR}{FM}, \quad (3.26)$$

$$\sin(\alpha) = \frac{FI}{FM}. \quad (3.27)$$

Substituindo (3.26) em (3.24) e (3.27) em (3.25), obtém-se

$$f_{m_R} = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \frac{FR}{FM}, \quad (3.28)$$

$$f_{m_I} = \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \frac{FI}{FM}. \quad (3.29)$$

Substituindo (3.28) em (3.14) e (3.29) em (3.15), tem-se

$$FR = f_R(\psi) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \frac{FR}{FM}, \quad (3.30)$$

$$FI = f_I(\psi) - \frac{3}{2} F_1(\overline{FM}) \left[\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right] \frac{FI}{FM}. \quad (3.31)$$

Ainda pode-se representar as equações (3.30) e (3.31) da forma detalhada abaixo, colocando os termos FR e FI em evidência

$$f_R(\psi) = \left[1 + \frac{3}{2} \frac{E_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right) \right] FR, \quad (3.32)$$

$$f_I(\psi) = \left[1 + \frac{3}{2} \frac{E_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right) \right] FI. \quad (3.33)$$

As equações (3.32) e (3.33) podem ser somadas e seus termos elevados ao quadrado, da seguinte forma

$$f_R^2(\psi) + f_I^2(\psi) = \left[1 + \frac{3}{2} \frac{E_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right) \right]^2 \left[(FR)^2 + (FI)^2 \right]. \quad (3.34)$$

A partir de (3.8) e (3.9), o termo $\left[(FR)^2 + (FI)^2 \right]$ pode ser simplificado da forma abaixo

$$FR = \overline{FM} \cos(\alpha),$$

$$FI = \overline{FM} \sin(\alpha),$$

$$\begin{aligned} (FR)^2 + (FI)^2 &= (\overline{FM} \cos(\alpha))^2 + (\overline{FM} \sin(\alpha))^2 \\ (FR)^2 + (FI)^2 &= (\overline{FM})^2 (\cos^2(\alpha) + \sin^2(\alpha)) = (\overline{FM})^2 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Substituindo a equação (3.35) em (3.34), tem-se

$$f_R^2(\psi) + f_I^2(\psi) = \left[1 + \frac{3}{2} \frac{E_1(\overline{FM})}{\overline{FM}} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right) \right]^2 (\overline{FM})^2. \quad (3.36)$$

Fazendo $A_s = \frac{3}{2} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right)$ e $f^2(\psi) = f_R^2(\psi) + f_I^2(\psi)$, e substituindo na equação

(3.36) chega-se a seguinte equação

$$F_1(\overline{FM}) = \frac{f(\psi)}{A_s} - \frac{\overline{FM}}{A_s}. \quad (3.37)$$

De (3.1), (3.2), (3.32) e (3.33), tem-se que

$$\text{tg}(\alpha) = \frac{f_I(\psi)}{f_R(\psi)}. \quad (3.38)$$

A partir das equações (3.10) e (3.11), juntamente com as funções harmônicas magnéticas, para cada passo de integração os valores de ψ_n são calculados e então $f(\psi)$ é obtido. Com os valores das indutâncias de dispersão do estator e do rotor, obtidas experimentalmente, calcula-se A_s . De posse dos valores de $f(\psi)$ e A_s , a expressão (3.37) define a equação de uma reta. Para cada passo de integração a intersecção da reta dada pela equação (3.37) com a curva de magnetização obtida experimentalmente definem os valores de $F_1(\overline{FM})$ e $\overline{FM}$. A figura 3.2 mostra a intersecção da reta para um dado valor de $f(\psi)$ com a curva de magnetização da máquina. O valor de $F_3(\overline{FM})$, a componente de terceiro harmônico do fluxo de magnetização, é obtido por interpolação numérica com $F_1(\overline{FM})$.

A metodologia adotada para levantar experimentalmente as características magnéticas da máquina de indução trifásica está detalhada em [27] e [33]. O item 3.3 apresenta, de modo geral, a metodologia, o algoritmo e a solução das equações diferenciais da aquisição experimental da curva de magnetização da máquina utilizada neste trabalho. Os parâmetros do

motor, alguns exemplos de curvas para determinados pontos de operação, o algoritmo computacional e as curvas de saturação para cada fase encontram-se no anexo A.

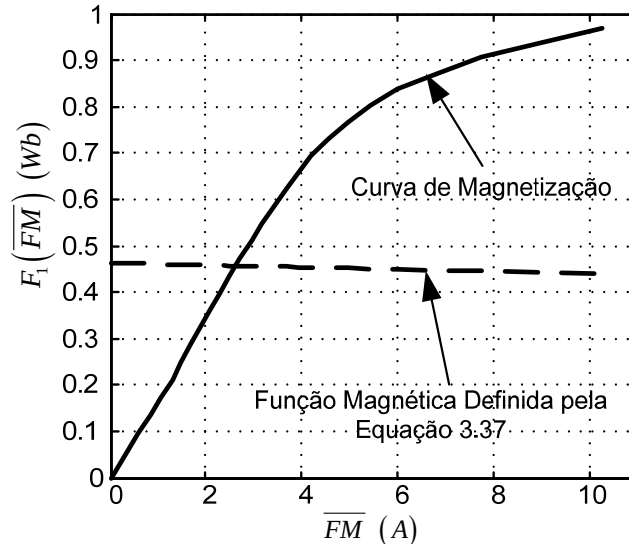


Figura 3.2 – Intersecção da função magnética com a curva de magnetização obtida experimentalmente

3.3 – Levantamento das Características Magnéticas da Máquina de Indução Trifásica

As funções harmônicas magnéticas caracterizam o circuito magnético da máquina e são necessárias na modelagem do MIT por fase, ou modelagem (a,b,c) . A partir destas funções harmônicas, obtêm-se a indutância de magnetização L_m , que pode ser utilizada em modelagens lineares, como a modelagem (a,b,c) linear, e também as componentes fundamental e de terceiro harmônico da distribuição espacial de fluxo magnético, $F_1(\overline{F_M})$ e $F_3(\overline{F_M})$, utilizadas no modelo abc . O processo de obtenção destas características magnéticas é descrito a seguir.

Inicialmente, a máquina de indução é acionada à velocidade síncrona por uma máquina síncrona acoplada ao seu eixo. São então aplicados diversos valores de tensão, a partir de uma fonte de tensões senoidais balanceadas, até atingir um determinado nível de

saturação (até cerca de 20% acima da tensão nominal). Para cada valor de tensão são registrados os valores instantâneos de tensão e corrente de fase do motor. De posse dos valores de tensão e corrente e pelo circuito equivalente da máquina mostrado na figura 3.3, assumindo-se conhecidos os valores de R_s e L_s , e decompondo a corrente i_n na série de Fourier, o valor de e_n é calculado.

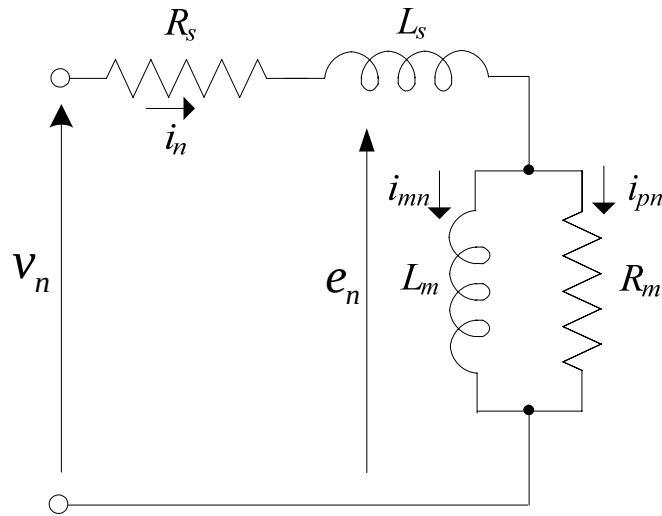


Figura 3.3 – Circuito equivalente do motor de indução na velocidade síncrona

O processo de cálculo das grandezas e_n e i_m pode ser compreendido pelas equações a seguir. Pela figura 3.3, a força eletromotriz induzida é dada por

$$e_n = v_n - R_s i_n - L_s \frac{di_n}{dt}. \quad (3.39)$$

O cálculo das grandezas necessárias na determinação das perdas no ferro é da forma

$$i_{pn} = \frac{e_n}{R_m}, \quad (3.40)$$

onde,

$$R_m = \frac{E_n^2}{P_{fen}}. \quad (3.41)$$

P_{fen} são as perdas no ferro da fase n ;

E_n é o valor eficaz da força eletromotriz da fase n ;

As perdas no ferro da máquina são dadas pela diferença entre a potência ativa de entrada e as perdas joule no cobre, através da equação

$$P_{fen} = P_n - R_s (I_{efn})^2. \quad (3.42)$$

Onde a potência ativa de entrada por sua vez é calculada com a utilização do método trapezoidal de integração tomando um período das formas de onda de tensão e corrente amostradas

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T v_n i_n dt. \quad (3.43)$$

I_{efn} é o valor eficaz da corrente na fase n .

Com base no circuito equivalente da figura 3.3, a corrente de magnetização é obtida da forma

$$i_{mn} = i_n - i_{pn}. \quad (3.44)$$

Tendo os valores de i_{mn} , v_n e R_s , a derivada do fluxo concatenado das fases pode ser obtida pela equação

$$\frac{d\psi_n}{dt} = v_n - R_s i_{mn}. \quad (3.45)$$

Utilizando-se o método de *Runge Kutta* de 4ª ordem, equação 3.45 é integrada e o fluxo por fase é calculado. De posse do fluxo por fase e da indutância de dispersão, o fluxo de magnetização é calculado pela equação

$$\psi_{mn} = \psi_n - L_n i_{mn} . \quad (3.46)$$

Com as grandezas i_{mn} e ψ_{mn} , o próximo passo é decompô-las na série de Fourier de onde se obtém a fundamental de i_{mn} , denotada por I_{mn} (valor máximo) e os valores máximos das componentes, fundamental e terceiro harmônico, de ψ_{mn} , ou seja, as grandezas $F_1(\overline{FM})$ e $F_3(\overline{FM})$. Conhecidos o valor de I_{mn} , para cada valor de tensão aplicado à máquina, e considerando apenas a componente fundamental da distribuição da força magnetomotriz, o valor de $\overline{FM}$ é determinado pela equação

$$\overline{FM} = \frac{3}{2} I_{mn} . \quad (3.47)$$

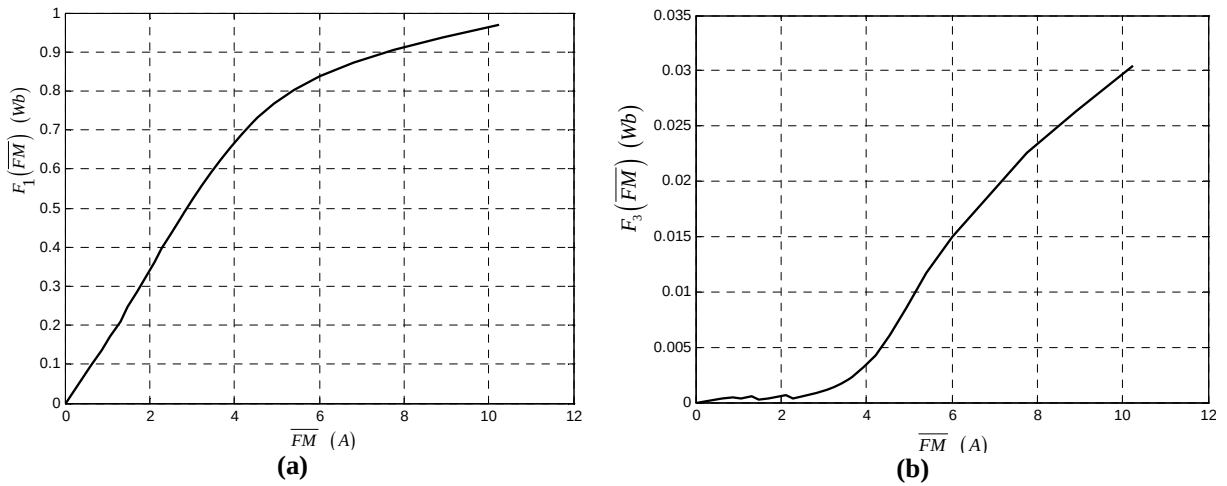


Figura 3.4 – Curvas Experimentais: (a) $F_1(\overline{FM}) \times \overline{FM}$ e (b) $F_3(\overline{FM}) \times \overline{FM}$

Todo o procedimento de cálculos foi sistematizado e é realizado por software dedicado [27] bastando, portanto, realizar a aquisição de dados de tensão e corrente para os diversos

níveis de tensão eficaz. As figuras 3.4a e 3.4b mostram as curvas da componente fundamental, $F_1(\overline{FM})$, e terceiro harmônico, $F_3(\overline{FM})$, em função de $\overline{FM}$ para o motor descrito no anexo A.

No caso da simulação da máquina conectada em estrela, as tensões conhecidas são as de linha enquanto o modelo trabalha com valores por fase. Então uma manipulação é requerida sendo a forma final dada em [30]. O conjugado eletromagnético da máquina é dado pela equação (3.48), da seguinte forma [27], [30]

$$T_m = \frac{P}{2} \sum_h h F_h(\overline{FM}) \left[I_A \sin(\alpha - \theta_r) + I_B \sin\left(\alpha - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \sin\left(\alpha - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \quad (3.48)$$

Para completar o modelo, insere-se a equação da dinâmica mecânica

$$T_m - T_c - B\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}. \quad (3.49)$$

A modelagem completa tendo os fluxos como variáveis de estado é

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_a \\ \dot{\psi}_b \\ \dot{\psi}_c \\ \dot{\psi}_A \\ \dot{\psi}_B \\ \dot{\psi}_C \\ \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s/L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s/L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r/L_{lr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} + R_s/L_s \psi_{mab} \\ v_{bc} + R_s/L_s \psi_{mbc} \\ v_{ca} + R_s/L_s \psi_{mca} \\ v_A + R_r/L_r \psi_{mA} \\ v_B + R_r/L_r \psi_{mB} \\ v_C + R_r/L_r \psi_{mC} \\ (T_m - T_c)/J \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

Esta modelagem foi validada e testada em [33]. A modelagem utilizada neste trabalho foi discretizada através do método trapezoidal, e utilizada dentro do ambiente Matlab/Simulink/SymPower Systems® fabricados pela MathWorks, o que resultou em substancial melhoria de desempenho na simulação.

Deve-se ressaltar a importância da utilização de um modelo que contemple as não linearidades magnéticas, uma vez que as mesmas estão presentes em toda a operação do MIT com velocidades acima da nominal.

3.4 Modelagem Vetorial

A modelagem comumente utilizada para representar o comportamento dinâmico de um motor de indução trifásico é conhecida como modelagem vetorial. Esta modelagem é descrita a partir do equacionamento vetorial do motor, onde as quantidades rotóricas são referidas ao estator, isto é, são escalonadas em magnitude pela razão entre o número de espiras do estator pelo número de espiras do rotor. Esta modelagem inclui, também, a conversão da máquina com um número arbitrário de pares de pólos, p , em uma máquina equivalente de dois pólos.

Escolhe-se então, um sistema de coordenadas rotativo, a partir do qual, são estabelecidas as equações de tensão do motor de indução. Este sistema de coordenadas gira a uma velocidade angular, em relação ao estator, de ω_k , onde o valor ω_k é caracterizado para o mais genérico possível.

Assim, a equação de tensão do estator no sistema de coordenadas k é dado por Holtz em [13]

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_s \quad (3.51)$$

Onde $R_s \vec{i}_s$ representa a queda de tensão na resistência do estator e R_s é a resistência do estator. A soma dos dois últimos termos na equação 3.51 representa a tensão induzida, ou força contra-eletromotriz (*EMF*), da qual $d\vec{\psi}_s/dt$ é o termo estacionário que representa a variação do concatenamento de fluxo estatórico no tempo, e $j\omega_k \vec{\psi}_s$ é a tensão induzida devida à variação do deslocamento dos condutores do enrolamento com relação ao sistema de referência adotado. O vetor tensão do estator pode ser obtido através da transformada de Park, dada por $\vec{v}_s = v_a + v_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

No rotor, este deslocamento é $\omega_k - \omega_r$, onde ω_r é a velocidade mecânica angular do rotor, e assim, a equação de tensão do rotor é:

$$\vec{0} = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_r) \vec{\psi}_r \quad (3.52)$$

As equações 3.51 e 3.52 representam o subsistema magnético da máquina como um sistema dinâmico de segunda ordem, tendo como variáveis de estado, $\vec{i}_s$, $\vec{\psi}_s$, $\vec{i}_r$ e $\vec{\psi}_r$, as quais podem ser tomadas duas a duas, como por exemplo, $\vec{i}_s$ e $\vec{\psi}_r$. Assumindo que o fluxo de dispersão seja linear, os fluxos concatenados de estator e rotor são determinados pela soma entre as parcelas de dispersão com a parcela de magnetização, da forma

$$\vec{\psi}_s = L_{ls} \vec{i}_s + \vec{\psi}_m = L_s \vec{i}_s + M \vec{i}_r \quad (3.53)$$

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_m + L_{lr} \vec{i}_r = M \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (3.54)$$

Todos os vetores possuem uma parte real, no eixo d, e uma parte imaginária, no eixo q. Deste modo, determina-se os vetores da seguinte maneira: $\vec{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}$, $\vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$, $\vec{\psi}_s = \psi_{sd} + j\psi_{sq}$, $\vec{i}_r = i_{rd} + ji_{rq}$, $\vec{\psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq}$ e $\vec{\psi}_m = \psi_{md} + j\psi_{mq}$.

Resolvendo as equações 3.51 e 3.52 em função do vetor corrente do estator, $\vec{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$, e vetor corrente do rotor, $\vec{i}_r = i_{rd} + ji_{rq}$, e substituindo as equações 3.53 e 3.54, chega-se ao equacionamento do estator:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_k \psi_{sq} + L_{ls} \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{md}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_k \psi_{sd} + L_{ls} \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{mq}}{dt} \end{cases} \quad (3.55)$$

e ao equacionamento do rotor:

$$\begin{cases} v'_{rd} = R'_r i'_{rd} - (\omega_k - \omega_r) \psi'_{rq} + L'_{lr} \frac{di'_{rd}}{dt} + M \frac{di_{md}}{dt} \\ v'_{rq} = R'_r i'_{rq} + (\omega_k - \omega_r) \psi'_{rd} + L'_{lr} \frac{di'_{rq}}{dt} + M \frac{di_{mq}}{dt} \end{cases} \quad (3.56)$$

Os valores de v'_{rd} e v'_{rq} são iguais a zero para o motor de indução em gaiola.

A partir das equações 3.55 e 3.56 montam-se os circuitos equivalentes por fase que representam o comportamento dinâmico do motor de indução.

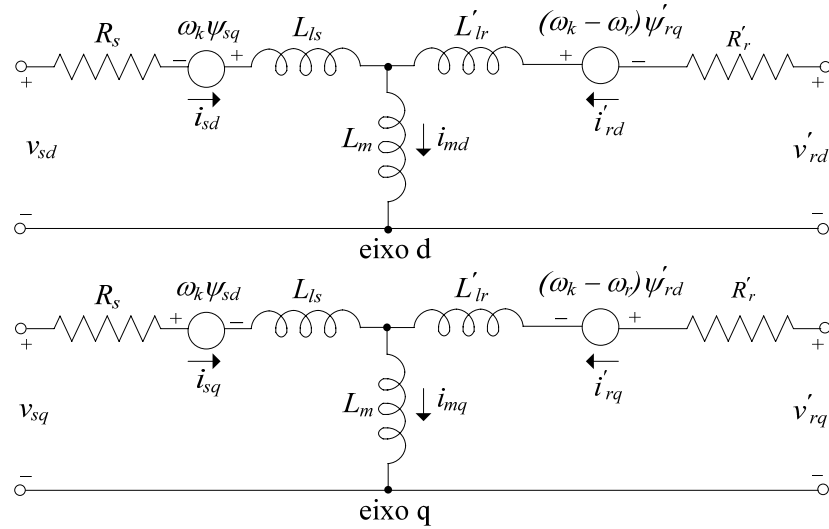


Figura 3.5 – Circuito equivalente das fases d-q de uma máquina de indução.

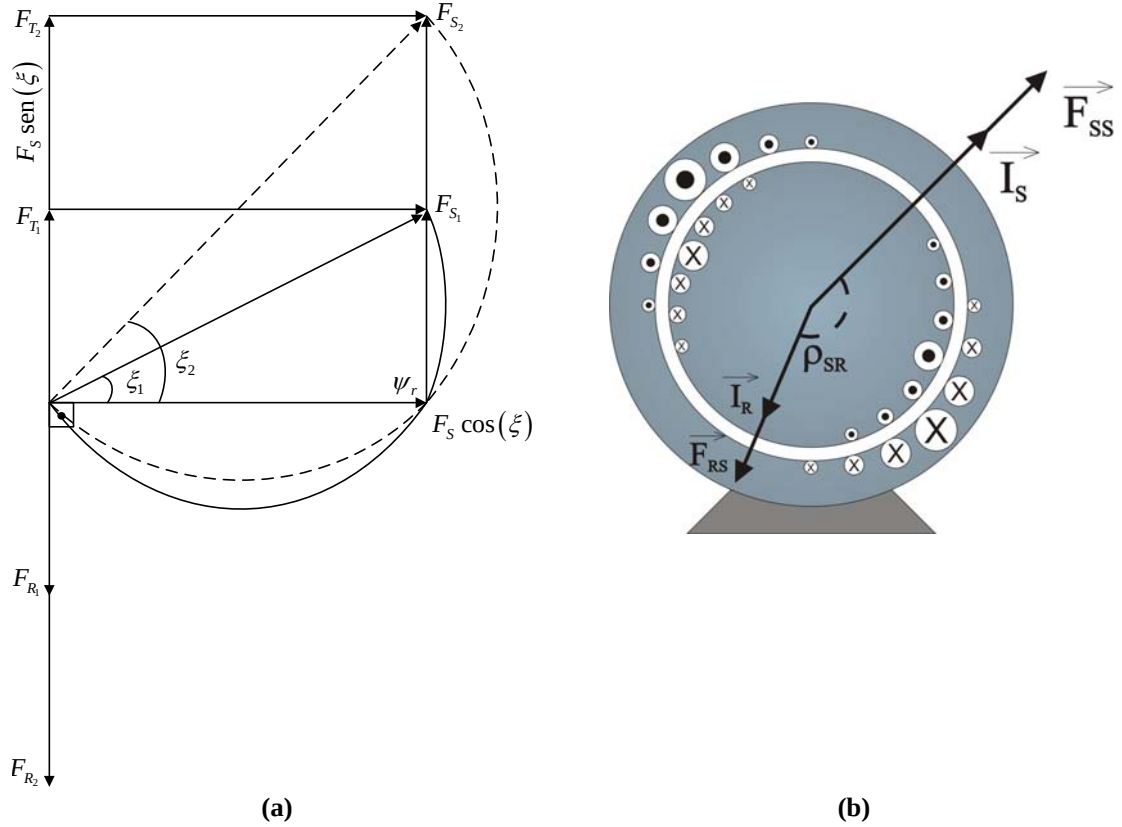
Esta modelagem é utilizada no estudo e projeto do método de controle vetorial alternativo indireto, bem como, no projeto do método de maximização da produção de conjugado por ampère em cada região de operação.

3.5 Controle Vetorial

A modelagem vetorial descrita no item 3.3 permite o estudo e o projeto de técnicas de controle vetorial, uma vez que o motor é modelado em coordenadas em quadratura, nos eixos d e q , em um sistema de coordenadas girante qualquer. Escolheu-se o sistema de coordenadas síncrono para definição do controle vetorial indireto e do estudo e equacionamento da maximização de conjugado por ampère.

Com base nos estudos realizados em [24], [36], [37] e [38], é possível manter o fluxo do rotor constante a partir de ajustes adequados nas correntes de estator em função do escorregamento da máquina. Isso faz com que a amplitude das correntes do rotor seja proporcional à frequência de escorregamento, e, portanto, torna-se possível controlar o

conjugado da máquina atuando diretamente na frequência das correntes estatóricas, de forma a produzir o escorregamento desejado.



(a) (b)
Figura 3.6 (a) e (b)– Diagrama Espacial das Forças Magnetomotrizes de Estator e Rotor

A idéia do controle vetorial é esboçada no diagrama vetorial da figura 3.6, válido sob correntes impostas. É mostrado o lugar geométrico das forças magnetomotrizes de estator e rotor baseado no triângulo de fluxos enlaçados do rotor apresentado em [36]. São mostrados os vetores de força magnetomotriz de estator e rotor $(\vec{F}_{S_1}, \vec{F}_{S_2} \text{ e } \vec{F}_{R_1}, \vec{F}_{R_2})$, o vetor de fluxo resultante do rotor $(\vec{\psi}_r)$ e o vetor de produção de conjugado $(\vec{F}_{T_1} \text{ e } \vec{F}_{T_2})$, todos no referencial síncrono. O vetor resultante de força magnetomotriz de estator pode ser decomposto em duas parcelas: uma alinhada com o fluxo do rotor, dada por $F_s \cos(\xi)$ e responsável pela produção e manutenção do fluxo resultante do rotor; e outra componente que

está deslocada espacialmente de 90° do fluxo do rotor, $F_s \sin(\xi)$, que é responsável pela produção de conjugado.

A componente que produz conjugado está deslocada no espaço de 180° da força magnetomotriz do rotor. Diante disso, possíveis variações nesta componente são instantaneamente percebidas pelas correntes do rotor, que atuam instantânea e proporcionalmente de modo a anular qualquer tendência de alteração súbita no fluxo concatenado resultante do rotor. Uma variação em degrau de uma determinada situação de conjugado, *situação 1*, para uma outra situação, *situação 2*, permanecendo com o fluxo do rotor constante e ao mesmo tempo obtendo um conjugado eletromagnético livre de transitórios, só é possível quando ajustes simultâneos na amplitude, frequência e fase das correntes do estator são feitos, ou seja, ajustes na força magnetomotriz de estator. Com base nos trabalhos citados anteriormente, são obtidas as equações necessárias para efetuar o ajuste em amplitude, frequência e fase da força magnetomotriz resultante do estator. Assim, para uma variação de K vezes no conjugado, estas equações têm a forma:

- Ajuste na frequência da fmm de estator

$$\omega_{sr_2} = K \omega_{sr_1} . \quad (3.57)$$

- Ajuste na fase da fmm de estator

$$\delta = \xi_2 - \xi_1 = \arctg(\omega_{sr_2} \tau_r) - \arctg(\omega_{sr_1} \tau_r) . \quad (3.58)$$

- Ajuste na amplitude da fmm de estator

$$F_{s_2} = F_{s_1} \frac{\sqrt{1 + (\omega_{sr_2} \tau_r)^2}}{\sqrt{1 + (\omega_{sr_1} \tau_r)^2}} . \quad (3.59)$$

Onde:

ω_{sr_1} e ω_{sr_2} são as frequências de escorregamento nas situações 1 e 2, respectivamente;

τ_r é a constante de tempo do rotor $\left(\frac{L_r}{R_r} \right)$;

K é a mudança desejada no conjugado.

3.6 Método Alternativo de Controle Vetorial Indireto Orientado pelo Fluxo do Rotor

O método alternativo de controle vetorial foi primeiramente apresentado em [43], e depois estudado em [24], [36], [37] e [38]. A estratégia baseia-se no conceito de triângulo de fluxos enlaçados do rotor e fundamenta-se nas equações (3.57), (3.58) e (3.59), no diagrama vetorial esboçado na figura 3.6, e basicamente calcula a amplitude, velocidade e fase da força magnetomotriz do estator (ou vetor espacial da fmm do estator). O método de controle vetorial foi realizado em malha aberta por [36] e [37], e a implementação do sistema em malha fechada de forma indireta foi realizada em [38].

Nos métodos convencionais de controle vetorial, o conhecimento da posição do fluxo do rotor é essencial em suas implementações. No método adotado em [38] como *Método Alternativo de Controle Vetorial*, a posição absoluta do fluxo rotórico é obtida implicitamente, sendo que a posição relativa entre o vetor corrente do estator e o fluxo concatenado do rotor (ângulo ξ da figura 3.6) é a grandeza a ser controlada. O ângulo ξ é calculado a partir da projeção do vetor corrente do estator sobre o eixo do fluxo concatenado do rotor. Durante o acionamento da máquina de indução em uma determinada região de operação, o vetor fluxo concatenado do rotor mantém-se constante, enquanto o vetor corrente do estator deve ser adequado em resposta às necessidades do controle vetorial. Desta forma, a

realização do degrau de carga e da imposição de velocidade, mantendo o fluxo do rotor constante, é feita apenas manipulando adequadamente as correntes estatóricas.

Para se obter a orientação pelo fluxo do rotor, primeiramente manipula-se as equações do modelo vetorial para que o fluxo do rotor, e a corrente de estator sejam as variáveis de estado. Desta forma, a equação 3.54 torna-se

$$\vec{i}_r = \frac{\vec{\psi}_r - M\vec{i}_s}{L_r} \quad (3.60)$$

e é, então, substituída na equação 3.52. Resultando em

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \vec{i}_s - \frac{1}{\tau_r} \vec{\psi}_r - j(\omega_k - \omega_r) \vec{\psi}_r \quad (3.61)$$

onde $\tau_r = L_r / R_r$.

Realizando a substituição dos vetores pelo os valores em quadratura, temos

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{sd} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} \end{cases} \quad (3.62)$$

Onde $\omega_k = \omega_s$, caracterizando o modelo no referencial síncrono, e as componentes do vetor corrente do estator devem, portanto, estar no referencial síncrono.

Finalmente, para que a orientação seja pelo fluxo do rotor, define-se a componente $\psi_{rq} = 0$, e

$\psi_{rd} = \psi_r$. A equação 3.61 torna-se, então

$$\begin{cases} \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_r \\ \omega_{sr} \psi_r = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} \end{cases} \quad (3.62)$$

onde $\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$ é a velocidade de escorregamento.

Para uma análise em regime permanente, onde seja impositivo o fluxo rotórico máximo para o ponto de operação desejado, a equação (3.62), torna-se

$$\begin{cases} \psi_r = M i_{sd} \\ \omega_{sr} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \end{cases} \quad (3.63)$$

A figura 3.7 apresenta um diagrama genérico do controle vetorial indireto. As correntes $i_{sF}^{e,*}$ e $i_{sT}^{e,*}$ representam as componentes de referência do vetor corrente do estator no referencial síncrono, onde $i_{sT}^{e,*}$ é a responsável pela produção de conjugado e $i_{sF}^{e,*}$ é a responsável pela produção do fluxo rotórico, além de mantê-lo constante. Estas componentes são geradas, respectivamente, pelos blocos de controle, *Regulador de Fluxo* e *Regulador de Velocidade*. O regulador de fluxo pode apresentar uma topologia em malha aberta ou em malha fechada. Este, caso o controle vetorial seja direto, enquanto aquele se o controle vetorial for indireto. No caso específico do método alternativo de controle vetorial em estudo, optou-se pelo controle vetorial indireto, e, portanto, a regulação do fluxo rotórico resume-se a um cálculo de multiplicação do valor do fluxo rotórico imposto ao motor pela indutância de magnetização, como mostrado na equação (3.63). O regulador de velocidade é composto por um controlador PI, que possui a tarefa de estabilizar a malha de velocidade em uma determinada referência e gerar o sinal de conjugado.

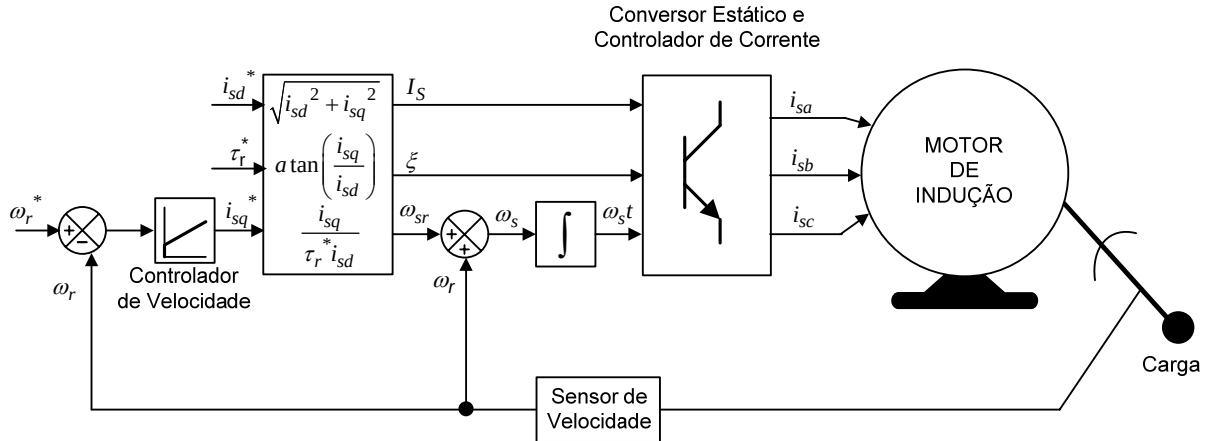


Figura 3.7 – Diagrama do Controle Vetorial Indireto Empregando o Método Alternativo

O bloco *Controle Vetorial Alternativo Orientado pelo Fluxo do Rotor* possui a tarefa de transformar as componentes de referência das correntes de estator no referencial síncrono, i_{sd}^* e i_{sq}^* , em referências de corrente nas fases a , b e c no referencial estático. Deste modo, este bloco precisa calcular o módulo, a frequência de escorregamento e a defasagem das correntes; convertê-las ao referencial estático através da transformada de *Park* inversa; e aplicá-las, através de um controlador PI de corrente para cada fase do motor, ao inversor de frequência. O equacionamento é baseado no método de controle vetorial indireto orientado pelo fluxo do rotor apresentado acima, e no estudo experimental de controle vetorial apresentado no item 3.5. Desta forma, as equações de controle são as seguintes:

$$I_s = \sqrt{(i_{sd}^*)^2 + (i_{sq}^*)^2}, \quad (3.64)$$

$$\xi = \arctg\left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}\right), \quad (3.65)$$

$$\omega_{sr} = \frac{i_{sq}^*}{\tau_r i_{sd}^*}. \quad (3.66)$$

A frequência das correntes, ω_s , é obtida com a adição da frequência de escorregamento, obtida pela equação (3.66), com a velocidade elétrica do rotor em [rad/s]. De posse dos valores da amplitude, frequência e fase, então calcula-se as correntes de referência de cada fase do motor, seguindo as equações abaixo:

$$i_{sa}^* = I_s \cos(\theta_s + \xi), \quad (3.67)$$

$$i_{sb}^* = I_s \cos\left(\theta_s + \xi - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.68)$$

$$i_{sc}^* = I_s \cos\left(\theta_s + \xi + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (3.69)$$

Onde $\theta_s = \int \omega_s dt$.

Estes sinais de corrente são aplicados ao controlador PI de corrente da fase correspondente. O sinal de erro de cada fase irá compor os pulsos PWM que irão atacar os gatilhos das chaves semicondutoras *IGBT* do inversor de frequência que controla o motor de indução trifásico, como mostrado na figura 3.7.

3.7 Implementação do estimador de fluxo rotórico proposto por Freitas [33]

Freitas propõe em [33] a realização de um estimador de fluxo rotórico onde não são necessárias a transformação de coordenadas estatóricas para síncronas e nem o conhecimento da posição absoluta do fluxo. O fluxo estimado é usado na estimação do conjugado eletromagnético do motor.

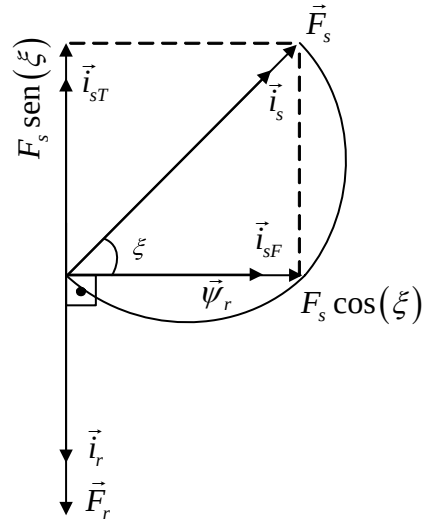


Figura 3.8 – Componentes de força magnetomotriz do estator com relação ao vetor espacial de fluxo concatenado do rotor.

Neste estimador, o vetor fluxo concatenado do rotor é obtido apenas pela projeção do vetor corrente de estator sobre o eixo do vetor fluxo do rotor, mostrado na figura 3.8, apresentado em [33], [37], [24] e [38], e necessita apenas das medidas das correntes e velocidade da máquina. Conforme [36] e pela figura 3.8, observa-se que, em regime permanente, o fasor espacial de fluxo enlaçado do rotor, $\vec{\psi}_r$, está em quadratura no espaço com o fasor espacial da força magnetomotriz e deslocado do fasor força magnetomotriz do estator de um ângulo ξ . Decompondo a fmm do estator em duas componentes num sistema referenciado ao fluxo do rotor $\vec{\psi}_r$, a componente co-senoidal da fmm do estator, $\vec{F}_s \cos(\xi)$, vai estar em fase espacial com a densidade de fluxo resultante no rotor. Desta forma, esta componente de fmm é tida como sendo a componente de magnetização da força magnetomotriz de estator, também conhecida como componente de fluxo da força magnetomotriz de estator. Assim, a mesma pode ser usada para exercer controle sobre o vetor de fluxo enlaçado do rotor. Portanto, isso indica que para realizar a estimativa do fluxo do rotor é necessária apenas a projeção do vetor $\vec{F}_s$, ou seja, do vetor de correntes do estator $\vec{i}_s$

sobre o eixo do fluxo concatenado do rotor, o conhecimento do parâmetro L_m e o ângulo ξ , conforme equações descritas a seguir.

A partir das equações rotóricas e considerando a máquina sob corrente imposta, tem-se que

$$\tau_r \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + \vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_{sF}. \quad (3.70)$$

Pelo triângulo de fluxo enlaçado pelo rotor, mostrado na figura 3.8, deduz-se que as componentes de corrente que produzem fluxo e conjugado são dadas por

$$\vec{i}_{sF} = |\vec{i}_{sF}| \cos(\xi) \text{ e } \vec{i}_{sT} = |\vec{i}_{sF}| \sin(\xi). \quad (3.71)$$

Substituindo (3.71) em (3.70) e trabalhando no domínio da frequência, portanto, fazendo $s = d/dt$, o fluxo do rotor pode ser obtido da forma

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_m |\vec{i}_s| \cos(\xi)}{1 + \tau_r s}. \quad (3.72)$$

O ângulo de fator de potência do rotor, ξ , é calculado pelas equações descritas a seguir.

$$\begin{aligned} \tau_r \omega_{sl} \vec{\psi}_r &= L_m \vec{i}_{sT}, \\ \tau_r \omega_{sl} \frac{L_m |\vec{i}_s| \cos(\xi)}{1 + \tau_r s} &= L_m |\vec{i}_s| \sin(\xi), \end{aligned} \quad (3.73)$$

$$\xi = \arctg\left(\frac{\omega_{sl} \tau_r}{1 + \tau_r s}\right).$$

$$\begin{aligned}\Re_e \{i_s\} &= i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}, \\ \Im_m \{i_s\} &= \frac{\sqrt{3}i_b}{2} - \frac{\sqrt{3}i_c}{2}, \\ |i_s| &= \sqrt{(\Re_e \{i_s\})^2 + (\Im_m \{i_s\})^2}.\end{aligned}\tag{3.74}$$

De posse do valor de ω_s , da constante de tempo do rotor τ_r e da velocidade do rotor, o ângulo ξ é calculado pela equação (3.73). O módulo das correntes estatóricas pode ser escrito tomando suas partes reais e imaginárias, da forma mostrada na equação (3.74).

Com os valores de $|\vec{i}_s|$, ξ , τ_r e L_m , o fluxo do rotor é calculado. Portanto, quando este estimador é comparado com os estimadores encontrados na literatura [33], possui as seguintes vantagens:

- a) não necessita de transformação de coordenadas entre o referencial estatórico e o síncrono;
- b) dispensa o conhecimento da posição instantânea do fluxo na sua implementação;
- c) sugere uma estrutura bem mais simples que a dos outros estimadores encontrados na literatura afim.
- d) traduz um sentimento físico muito forte, visto que é implementado a partir das grandezas da máquina no referencial próprio.

A componente senoidal da força magnetomotriz de estator encontra-se em oposição à força magnetomotriz do rotor. Assim, variações rápidas de conjugado são obtidas atuando nessa componente de fmm e, desta forma, provocando variações instantâneas nas correntes de rotor e mantendo ao mesmo tempo a componente co-senoidal inalterada. A componente

sonoidal é também conhecida como componente de conjugado da força magnetomotriz de estator. Analiticamente, a partir de [36], com o fluxo do rotor sendo proporcional a $\vec{F}_s \cos(\xi)$ e força magnetomotriz do rotor $\vec{F}_r$ proporcional à corrente do rotor $\vec{i}_r$, o conjugado eletromagnético é calculado a partir da expressão

$$T_e^{est} = K \vec{\psi}_r \vec{i}_r, \quad (3.75)$$

onde $K = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}$.

O fluxo do rotor é determinado pela equação (3.72) e o vetor corrente do rotor é obtido pela componente senoidal da força magnetomotriz de estator $\vec{F}_s \sin(\xi)$ da forma

$$\vec{i}_r = |\vec{i}_s| \sin(\xi). \quad (3.76)$$

Neste trabalho, a proposta teórica para este estimador de fluxo rotórico foi desenvolvida em DSP, objetivando a implementação do estimador de conjugado.

3.8 Conclusão

Foram apresentados os modelos do motor de indução trifásico utilizados durante a simulação. O modelo completo foi desenvolvido para ter uma idéia completa do comportamento do motor durante toda a operação, uma vez que inclui saturação magnética, e trabalha focado nas grandezas próprias do motor, sem transformações de coordenadas.

Este modelo mostrou-se bastante elucidativo em diversas questões como comportamento dinâmico do motor sob saturação magnética e nas diversas regiões de operação, incluindo o enfraquecimento de campo, e permitiu a tomada de decisões sobre a implementação prática do controle vetorial em DSP.

O modelo do motor utilizado para o controle vetorial alternativo indireto e maximização do conjugado por ampère baseia-se no conceito de eixos em quadratura, e o equacionamento foi extraído do estudo do motor de indução em regime permanente.

CAPÍTULO IV

SIMULAÇÃO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS EM REGIME DE ENFRAQUECIMENTO DE CAMPO SOB O MÉTODO ALTERNATIVO DE CONTROLE VETORIAL INDIRETO

4.1 Introdução

A operação de motores de indução trifásicos com velocidades acima da nominal é bastante afetada pela redução rápida do conjugado máximo por ampère que o motor consegue atingir. Deste modo, a operação do motor com tensão terminal de amplitude constante não consegue impor conjugado máximo e perde eficiência com o aumento da frequência. A solução, então, é implementar uma metodologia que maximize o conjugado por ampère em todas as regiões de operação do motor, impondo tensão e corrente máximas de acordo com o conjugado exigido e as limitações do conjunto conversor/motor. Tais metodologias são, geralmente, dependentes da estratégia de chaveamento, dos limites térmicos do motor e da capacidade de corrente do conversor de potência.

Este capítulo apresenta um estudo sobre a operação do motor de indução em regime de enfraquecimento de campo, apresentando os principais métodos: operação com tensão terminal constante e operação com imposição do conjugado máximo por ampère para situações de regime permanente. Para cada caso será feita uma análise da curva de conjugado máximo em função da tensão de alimentação do motor.

Será apresentado o equacionamento de maximização do conjugado por ampère, a partir de curvas de limite de tensão e limite de corrente. A partir de uma análise gráfica, são definidos os limites inferiores e superiores de cada região de operação do motor. Em cada caso, é realizada uma análise teórica da curva de conjugado levando em consideração a tensão fundamental da estratégia de chaveamento *PWM* senoidal.

Finalmente, os resultados de simulação irão mostrar a robustez do método alternativo de controle vetorial aplicado a uma estrutura de maximização do conjugado por ampère, tanto em regime permanente, quanto em degraus de carga. Os testes de variação da velocidade do motor em degrau irão mostrar que o método não está preparado para manter a sintonia de fluxo e conjugado em tais condições, mas apresenta robustez suficiente para estabilizar o motor depois da estabilização da velocidade, em regime permanente.

De modo geral, os resultados de simulação atestam a viabilidade técnica de implementação em processadores digitais de sinais, *DSP*, do método alternativo de controle vetorial indireto com maximização do conjugado por ampère.

4.2 Operação do MIT na Região de Enfraquecimento de Campo

Na região de enfraquecimento de campo e altas velocidades a tensão de alimentação é mantida constante no seu valor nominal, enquanto a frequência das correntes de estator é aumentada pela ação do conversor estático. Esta operação produz uma família de curvas características mostradas na figuras 4.1 quando operando sob a estratégia de V/f .

A figura 4.1 apresenta a operação do MIT em três regiões distintas. Na região 1, com velocidades próximas da velocidade zero, e portanto com baixa tensão de alimentação e baixa frequência, a influência da queda de tensão na resistência do estator é bastante pronunciada,

reduzindo de forma acentuada o conjugado do motor. Para este caso específico, toda a modelagem e equacionamento de maximização de conjugado não leva em consideração esta perda, simplificando significativamente os cálculos.

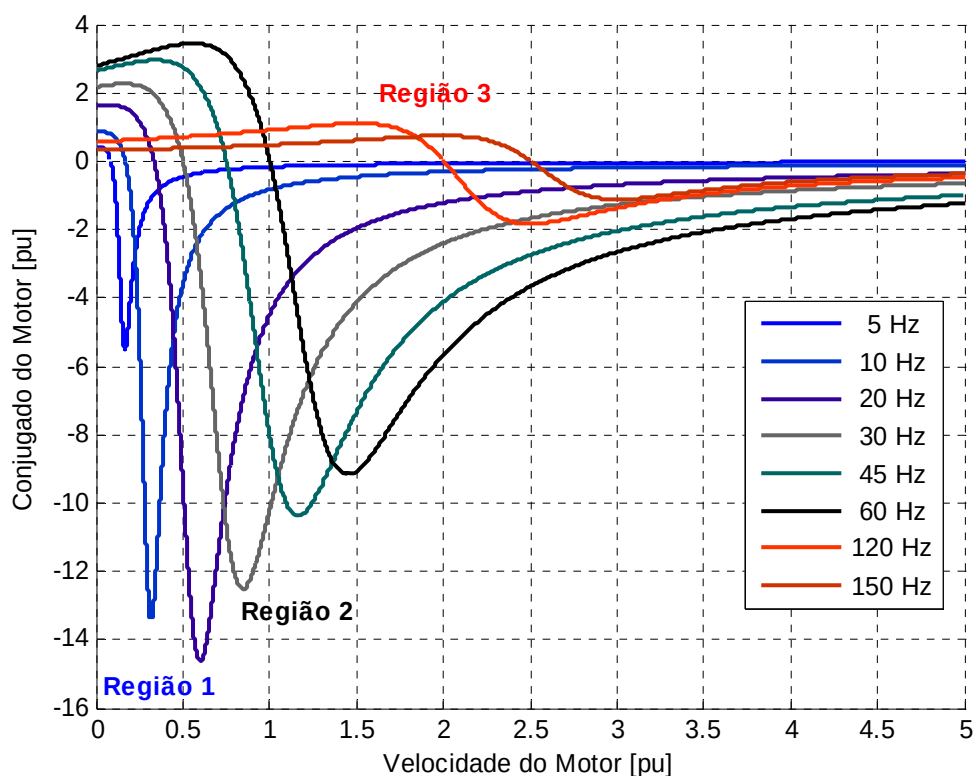


Figura 4.1 – Operação do MIT com frequência variável.

A figura 4.1 também mostra a relação entre os conjugados máximos permitidos e a velocidade do MIT. Os gráficos apresentados são para valores nominais de tensão e frequência, com alimentação senoidal, sem chaveamento, e em regime permanente, obedecendo à relação V/f . Pode-se perceber que o conjugado máximo para 60 Hz pode chegar até 3,0 vezes o seu valor nominal, diminuindo com o inverso do quadrado da frequência de alimentação, reduzindo de modo significativo a operação do MIT em frequências acima de sua frequência nominal.

Esta faixa de operação é usada tipicamente em sistemas que apresentam cargas hiperbólicas, onde o conjugado é inversamente proporcional à velocidade e a potência é mantida constante, tais como bobinadeiras, sistemas de tração elétrica, veículos elétricos, etc. Em algumas aplicações, as variações no comando de velocidade são tão lentas que o projeto do sistema de controle pode considerá-las como se estivessem operando em um regime permanente.

Uma vez que a tensão terminal é atingida, a força contra-eletromotriz e_n permanece constante devido às limitações do *link* dc e à capacidade de isolamento dos enrolamentos do estator. Assim, a relação constante entre a força contra-eletromotriz e_n e a frequência ω_s é abandonada e a frequência é aumentada enquanto a tensão permanece constante. Como consequência, tem-se a redução da corrente de magnetização, i_m , e, consequentemente, na amplitude da onda de fluxo no entreferro, a qual por analogia com a operação das máquinas cc, é chamada de *enfraquecimento de campo*.

Deste modo, a produção de conjugado em motor de indução trifásico quando operando em velocidades acima da nominal é seriamente afetada pelo enfraquecimento de campo, levando à redução do conjugado desenvolvido por ampère.

A seguir serão detalhados dois modos de operação do motor de indução na região de enfraquecimento de campo. O primeiro, com tensão terminal constante, sem preocupação com a compensação de corrente. Este é o método tradicional de enfraquecimento de campo para máquinas de indução trifásicas. O segundo, mais elaborado, baseado nas equações de regime permanente da máquina de indução, tem como requisito básico manter a corrente máxima no motor, e, portanto, o máximo conjugado por ampère em cada região de operação do MIT,

respeitando os limites térmicos da máquina e a corrente máxima suprida pelo inversor e suportada pelos enrolamentos do motor.

4.3 – Operação com Tensão Terminal Constante

Um modo de avaliar a redução da produção de conjugado com a variação da frequência da fonte de suprimento é analisar o comportamento da curva de conjugado para operação do motor de indução trifásico operando na região de enfraquecimento de campo sob tensão terminal constante. Neste caso, a máxima tensão entregue pelo conversor de potência é normalmente próxima da tensão nominal do motor, de forma que a velocidade base do acionamento é a velocidade de operação normal com tensão e frequência nominais. O conversor, entretanto, pode entregar uma tensão de saída constante com frequências que variam acima da nominal. Aumentando a frequência da tensão de alimentação do estator enquanto o módulo se mantenha constante, o motor de indução opera acima de sua velocidade base com a relação V/f reduzida.

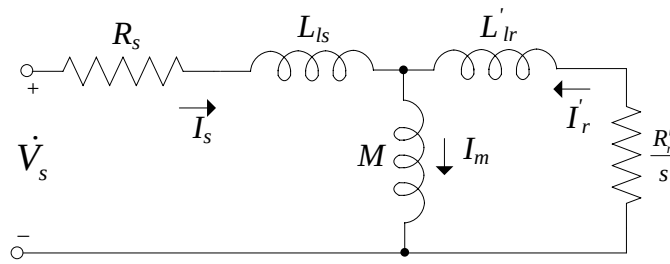


Figura 4.2 – Circuito equivalente de análise

Analisando o circuito equivalente, mostrado na figura 4.2, chega-se às seguintes equações por fase do motor para alimentação senoidal em qualquer região de operação.

$$\begin{cases} Z_s = R_s + j\omega L_{ls} \\ Z_r = R'_r + j\omega L'_{lr} \\ Z_M = j\omega L_M \end{cases} \quad (4.1)$$

Resolvendo a equação (4.1), tem-se:

$$\begin{cases} Z_{eq1} = \frac{Z_M Z'_r}{Z_M + Z'_r} \\ Z_{eq} = Z_s + Z_{eq1} \end{cases} \quad (4.2)$$

Onde:

ω é a velocidade síncrona, dada por $\omega = 2\pi f$;

R_s é a resistência do estator;

R_r é a resistência do rotor;

s , o escorregamento da máquina;

L_{ls} e L_{lr} são, respectivamente, a indutância de dispersão do estator e do rotor;

Z_M , a impedância do ramo magnetizante;

e sendo $\dot{V}_s$, $\dot{I}_s$, $\dot{I}_M$ e $\dot{I}_r$, respectivamente, fasor da tensão de suprimento, fasor da corrente de estator, fasor corrente de magnetização e fasor corrente do rotor, chega-se:

$$\begin{cases} \dot{I}_s = \frac{\dot{V}_s}{Z_{eq}} \\ \dot{V}_M = \dot{V}_s - Z_s \dot{I}_s \\ \dot{I}_M = \frac{\dot{V}_M}{Z_M} \\ \dot{I}_r = \frac{\dot{V}_M}{Z_r} \end{cases} \quad (4.3)$$

A partir das equações (4.1), (4.2) e (4.3), e definindo o escorregamento s , calculam-se as potências no eixo do rotor, de perdas joule no rotor e a potência que atravessa o entreferro, da seguinte maneira:

$$\begin{cases} P_{eixo} = 3 \frac{R'_r}{s} |I'_r|^2 \\ P_{joule_r} = 3 R_r |I'_r|^2 \\ P_{entreferro} = 3 R'_r \left(\frac{1-s}{s} \right) |I'_r|^2 \end{cases} . \quad (4.4)$$

Sabendo-se que $s = \frac{\omega_{sr}}{\omega_s}$, tem-se:

$$T_e = 3 R'_r \frac{|I'_r|^2}{s \times f \times \pi} \quad (4.5)$$

Onde

ω_{sr} é a velocidade de escorregamento, e f é a frequência das correntes do estator.

A partir da equação (4.5), pode-se levantar a família de curvas de conjugado por velocidade para o motor em estudo, cujos dados encontram-se no anexo A, em função de onda fundamental de tensão de cada estratégia de chaveamento, como mostrado na figura 4.3.

Para cada curva da figura 4.3, varia-se a frequência e a tensão eficaz de suprimento por fase, e calcula-se, através das equações (4.1)-(4.5), as curvas de conjugado do motor para as frequências de operação: 60, 90, 120, 150 e 180 Hz, e fonte de suprimento por fase de 220 V eficaz. Estas curvas dependem da estratégia de chaveamento, obedecendo a seguinte equação [44]:

$$V_{AN,BN,CN} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} m \quad (4.6)$$

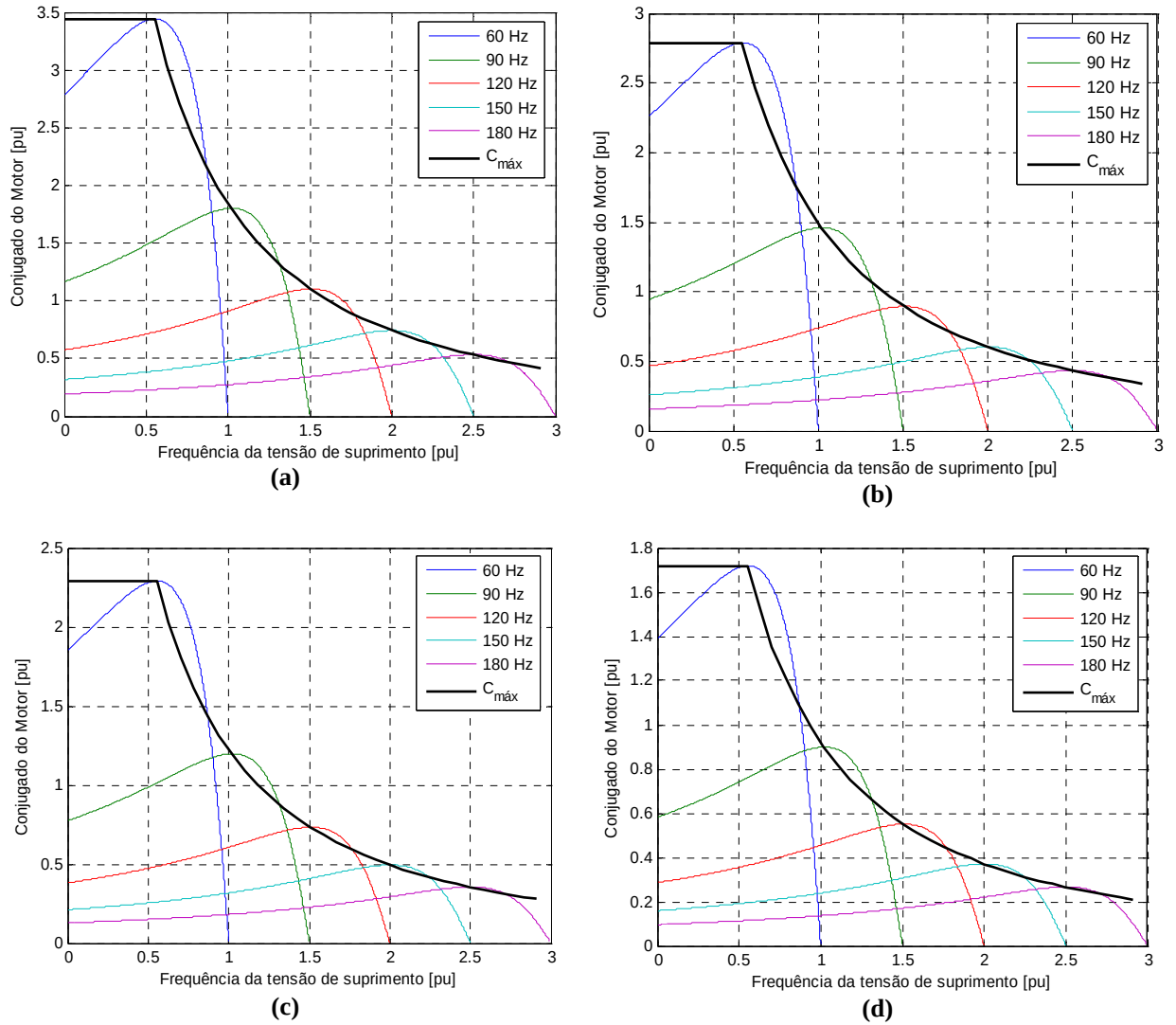


Figura 4.3 – Família de curvas de conjugado em função da velocidade do motor.
(a) Senoidal; (b) Seis Pulsos; (c) PWM Space Vector; (d) PWM Senoidal;

Onde o valor máximo de m para as técnicas de chaveamento *seis pulsos*, *PWM space vector* e *PWM senoidal* são, respectivamente, 1,000; 0,906 e 0,785. Portanto, de acordo com [44], a estratégia de chaveamento *PWM senoidal* utiliza apenas 78,5% da potência disponível no barramento cc e tensão máxima de alimentação por fase de $V_{dc}/2$, enquanto a estratégia *PWM space vector* utiliza 90,6% e valor máximo de tensão de alimentação por fase de $V_{dc}/\sqrt{3}$, mas em todos os casos, o conjugado máximo atingindo é limitado apenas pela onda de tensão,

desconsiderando os efeitos da corrente do motor, e decai rapidamente com o aumento da velocidade do motor. Convém ressaltar, também, que o valor apresentado é o conjugado eletromagnético, e não o conjugado de carga. Desta forma, o conjugado disponível no eixo do motor é bastante pequeno, uma vez que o conjugado eletromagnético precisa vencer as perdas por atrito e ventilação. Estas perdas tornam-se bastante acentuadas à medida que a velocidade do motor aumenta.

4.4 – Maximização do Conjugado por Ampère

A seção anterior apresentou o método comumente usado para operar o MIT em regime de enfraquecimento de campo, que mantém a tensão de suprimento constante e a referência de fluxo rotórico diretamente proporcional ao inverso da frequência angular. No entanto, este método não permite atingir o máximo conjugado por ampère por não haver compensação da redução da corrente produtora de fluxo, e depender apenas da tensão do motor [9], [17], [21] e [54].

Diante disso, diversos métodos já foram propostos na literatura afim para correção desta particularidade [9], [17], [21], [23], [54], [74], [75]. Dentre os métodos estudados, existe um que se destaca pela robustez e simplicidade, que é o método da maximização do conjugado por ampère proposto por Kim [17], que consegue atingir o máximo conjugado por ampère em qualquer ponto de operação, desde a região de baixa velocidade até à região de altas velocidades, passando pela região de enfraquecimento de campo. É baseado nas equações vetoriais da máquina em regime permanente, equações (3.51)-(3.54) no referencial síncrono. Para este caso, o transitório elétrico pode ser desprezado, uma vez que os tempos de

acomodação das grandezas elétricas são bastantes pequenos quando comparado com os mecânicos [21].

Manipulando as equações do MIT, [17], [23], obtém-se a equação do conjugado eletromagnético na forma

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \vec{i}_r \cdot j\vec{\psi}_r, \quad (4.7)$$

onde P é o número de pólos.

O método de maximização do conjugado por ampère inicia-se pela identificação e enumeração dos fatores que impõem limitação na operação do motor de indução, ou seja, *A operação do MIT em qualquer região de operação, baixa velocidade, enfraquecimento de campo e alta velocidade, é limitada pela máxima tensão fornecida pelo inversor, pela corrente nominal do inversor e pelo coeficiente térmico da máquina* [21].

O equacionamento e definições do método partem das equações vetoriais do MIT, (3.51)-(3.54), no referencial síncrono, sendo que a tensão máxima, V_{max} , que o inversor pode aplicar à máquina depende da tensão disponível no barramento cc, da estratégia de chaveamento e da isolação elétrica dos enrolamentos do motor. A magnitude do vetor tensão do estator precisa satisfazer a seguinte condição:

$$V_s^2 \leq V_{max}^2 \quad (4.8)$$

onde V_{max} representa a tensão de suprimento efetiva máxima aplicada a cada fase do motor.

Manipulando as equações (3.51)-(3.54) em regime permanente, nos eixos d-q, tem-se:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \omega L_s I_{sd} \quad (4.9)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} - \omega \sigma L_s I_{sq} \quad (4.10)$$

onde V_{sd} e V_{sq} e I_{sd} e I_{sq} representam respectivamente as componentes do vetor tensão de suprimento e as componentes do vetor corrente, ambos do estator em regime permanente. E σ

é dado por $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.

A partir das equações (4.9)-(4.10), e desprezando a queda no resistor, uma vez que a tensão aplicada é a tensão nominal, de sorte que o valor da força contra-eletromotriz é muito próximo da tensão de suprimento, tem-se:

$$I_{sd}^2 + \sigma^2 I_{sq}^2 \leq \frac{V_{max}^2}{\omega^2 L_s^2}. \quad (4.11)$$

No plano $\{I_{sd}, I_{sq}\}$, (4.11) representa uma elipse caracterizada pelos parâmetros do motor e pela frequência angular do fluxo rotórico, mostrada na figura 4.4 (a). Esta elipse representa a região de operação para tensão de suprimento máxima em função da frequência das correntes de estator. Esta região também determina os valores possíveis das componentes, direta e quadratura, do vetor corrente de estator, e recebe o nome de *elipse limite de tensão*. É o principal fator de limitação da operação do motor em baixas frequências, ou seja, frequências abaixo da nominal. A equação (4.11) mostra que os valores limites são determinados em função dos parâmetros da máquina, a tensão nominal permitida pela estratégia de chaveamento adotada e pela frequência de operação do MIT.

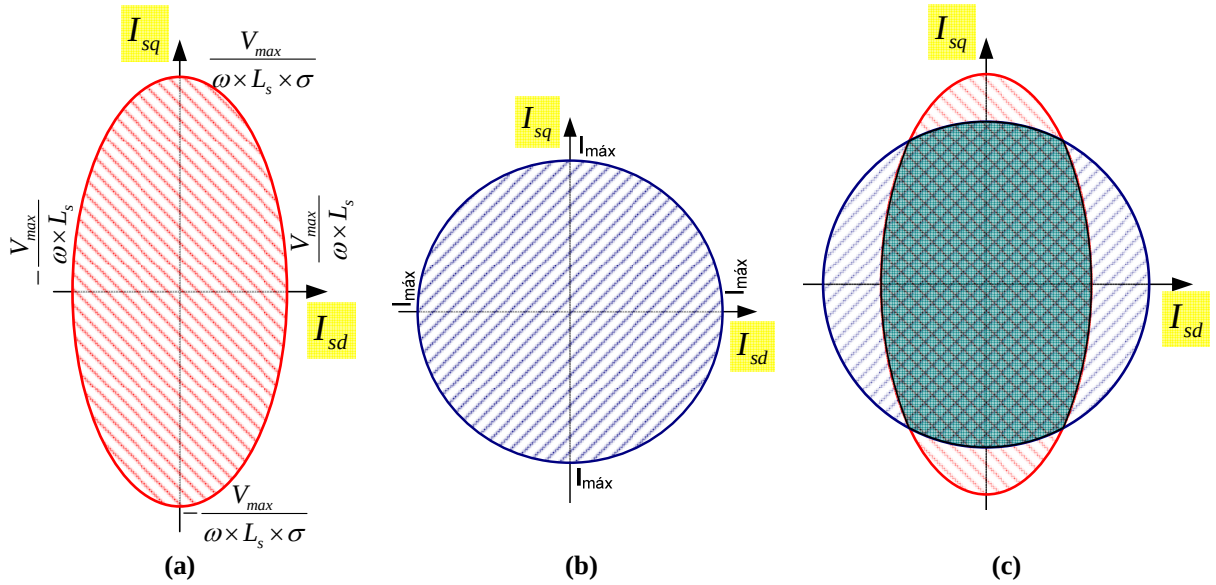


Figura 4.4 – Representação gráfica das regiões de operação do MIT: (a) elipse limite de tensão; (b) círculo limite de corrente; (c) intersecção das regiões formando a região de enfraquecimento de campo.

O próximo item a ser determinado para a operação segura do motor de indução trifásico em qualquer região de operação é a limitação térmica, ou seja, a capacidade máxima de corrente que se é possível aplicar aos enrolamentos do motor sem danificá-los ou disparar a proteção termomagnética. O valor utilizado, $I_{m\acute{a}x}$, é escolhido pelo menor valor entre a máxima capacidade de corrente do inversor e a corrente nominal da máquina para a configuração utilizada. No plano $\{I_{sd}, I_{sq}\}$, figura 4.4 (b), o limite de corrente é representado pela região definida por um círculo de raio constante, definido pela equação

$$I_{sd}^2 + I_{sq}^2 \leq I_{m\acute{a}x}^2. \quad (4.12)$$

Sendo $I_{m\acute{a}x}$ a corrente máxima que pode ser aplicada ao motor.

Pode-se perceber, pela equação (4.12), que a região limite de corrente é constante, não importando a região de operação do motor. Para isto, o controlador é projetado de tal forma a possibilitar a corrente máxima em qualquer região de operação do motor.

A figura 4.4 (c) mostra a região de enfraquecimento de campo, onde a região de operação do MIT vai ser definida através da intersecção entre as regiões limites de tensão e de corrente. Deste modo, o que vai limitar a operação do motor é a região limite de tensão, que se reduz à medida que a frequência angular da tensão de suprimento aumenta. Nesta região, o projeto do controlador precisa garantir que o vetor corrente de estator deve permanecer circunscrito à área comum entre a elipse de tensão e a circunferência de corrente. Quando a curva limite de tensão estiver circunscrita à curva limite de corrente, então, inicia-se a região de altas velocidades.

Para que a operação do MIT nesta região seja satisfatória, é necessário conhecer os limites de frequência, entrada e saída, da região de enfraquecimento de campo, para que as componentes de corrente dos eixos, direto e em quadratura, sejam calculadas e aplicadas ao controle vetorial indireto utilizado.

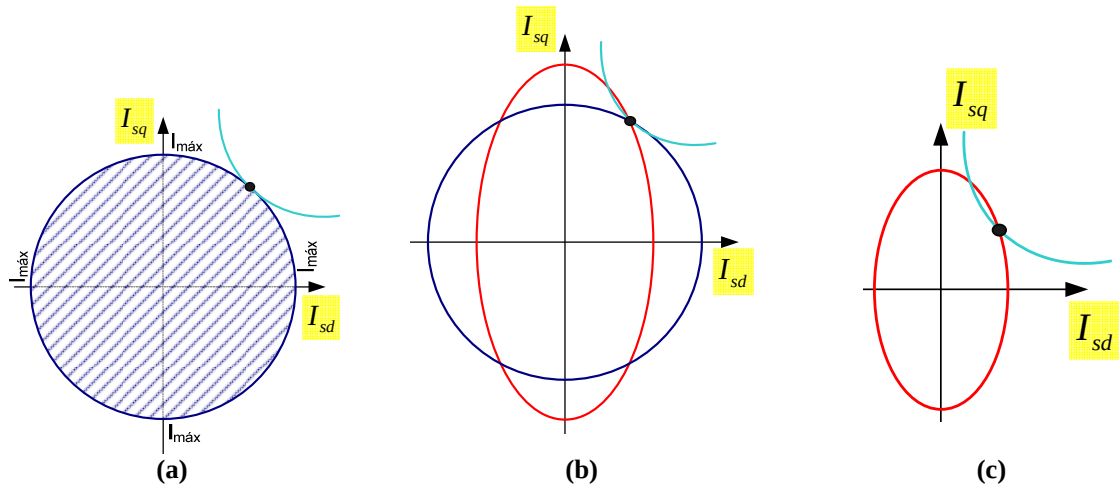


Figura 4.5 – Representação das curvas de conjugado máximo: (a) limitado apenas pelas componentes de corrente do motor; (b) na região de enfraquecimento de campo; (c) na região de altas velocidades.

Manipulando a equação (4.7), podem-se relacionar o conjugado e o fluxo rotórico em função das componentes, direta, I_{sd} , e quadratura, I_{sq} , do vetor corrente do estator:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M^2}{L_r} I_{sd} I_{sq} = C I_{sd} I_{sq} \quad (4.13)$$

$$\psi_r = M I_{sd} . \quad (4.14)$$

A figura 4.5 apresenta um esboço esquemático das curvas de conjugado máximo em cada ponto de operação. Estas curvas foram calculadas tendo como ponto de partida o máximo fluxo do rotor em cada ponto de operação. Portanto, a idéia é manter o fluxo rotórico em seu valor máximo para o ponto de operação do MIT. A partir deste valor, calcula-se, então, a componente I_{sd} da corrente do estator, e, então, a diferença vetorial de corrente de estator fica disponível para produção de conjugado.

De acordo com a equação (4.13), a curva de I_{sq} em função de I_{sd} para o conjugado máximo em um determinado ponto de operação no plano $\{I_{sd}, I_{sq}\}$ é representada por uma hipérbole que se desloca de acordo com as regiões limites de operação.

A partir desta análise matemática e gráfica pode-se então representar toda a operação do motor em um mesmo esquema, no plano $\{I_{sd}, I_{sq}\}$, apresentado na figura 4.6. Esta representação permite que o projeto do controle vetorial manipule corretamente as componentes de I_{sd} e I_{sq} do vetor corrente do estator, para impor o conjugado máximo ao motor em qualquer região de operação da máquina.

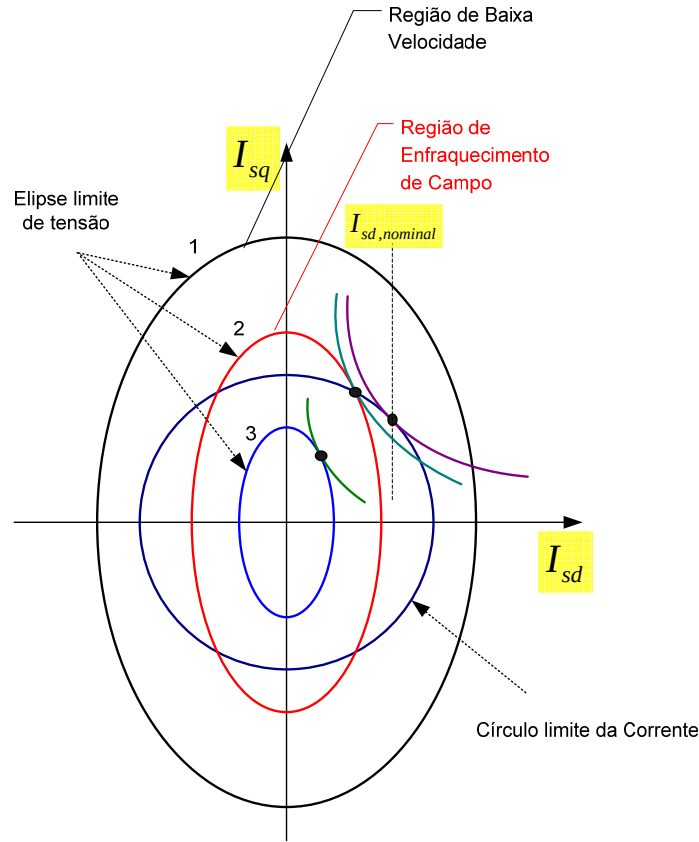


Figura 4.6 – Conjugado máximo e as componentes da corrente do estator nas regiões:
1 – baixa velocidade ($\omega \leq \omega_0$); 2 – enfraquecimento de campo ($\omega_0 < \omega < \omega_1$); e 3 – alta velocidade ($\omega \geq \omega_1$).

Na região de baixas velocidades, região 1 da figura 4.6, a operação do motor fica condicionada à limitação da corrente de estator, representado por um círculo limite de corrente. O limite superior desta região é definido como ω_0 , que é o valor máximo da frequência angular das correntes de estator para operação do MIT em baixas velocidades. Através da representação gráfica das equações (4.11)-(4.14), figura 4.6, é possível calcular o valor de ω_0 . Este valor torna-se, então, a fronteira entre as regiões de baixas velocidades e a região de enfraquecimento de campo.

A região de enfraquecimento de campo, região 2 da figura 4.6, termina quando o valor máximo de corrente não puder mais ser imposta ao MIT devido à limitação de tensão imposta pela elipse limite de tensão. Portanto, o limite máximo desta região é determinado por ω_1 , e a

partir deste ponto de operação, a potência do motor não poderá ser mantida constante, e entra-se, então na terceira região de operação, região 3 da figura 4.6, que é a região de altas velocidades.

Cabe, então, determinar os valores das frequências do vetor corrente de estator que definem as fronteiras entre cada região de operação em função das grandezas elétricas e correntes e tensões máximas que podem ser aplicadas ao MIT.

Na região de baixas velocidades, região 1 da figura 4.6, a componente direta do vetor corrente de estator depende apenas do fluxo rotórico imposto à máquina, equação (4.15), e a componente em quadratura é determinada utilizando a própria região limite de corrente, equação (4.16).

$$I_{sd}^* = \frac{\psi_{r,nominal}}{M} \quad (4.15)$$

$$I_{sq}^* = \sqrt{I_{max}^2 - (I_{sd}^*)^2} \quad (4.16)$$

Assim, determina-se a curva de conjugado máximo em função das componentes I_{sd} e I_{sq} do vetor corrente utilizando a equação (4.13). É importante ressaltar que na região de baixa velocidade o conjugado máximo depende apenas dos parâmetros elétricos do motor, do valor máximo da corrente de estator que se pode aplicar à máquina e do fluxo rotórico calculado, cujo valor foi obtido através da simulação computacional do motor em estudo, dados no anexo I, utilizando o modelo de fases do motor.

A região de enfraquecimento de campo, região 2 da figura 4.6, é determinada pela interseção entre as curvas, limite de corrente e limite de tensão. A partir deste ponto de operação, a frequência e a tensão de alimentação passam a ser dados importantes na definição

do conjugado máximo. A estratégia de chaveamento passa a ter uma influência muito grande nos valores de conjugado máximo impostos ao motor nesta região de operação. Manipulando as equações (4.11) e (4.12), chega-se às equações (4.17) e (4.18) que determinam os valores das componentes, I_{sd} e I_{sq} , que resultam na curva de conjugado máximo para cada ponto de operação em regime permanente dentro dos limites da região enfraquecimento de campo. Para este caso, as componentes do vetor corrente de estator são dadas por:

$$I_{sd}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{max}}{\omega L_s}\right)^2 - (\sigma I_{max})^2}{1 - \sigma^2}} \quad (4.17)$$

$$I_{sq}^* = \sqrt{\frac{I_{max}^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega L_s}\right)^2}{1 - \sigma^2}}, \quad (4.18)$$

onde $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.

A região de altas velocidades, região 3 da figura 4.6, fica condicionada ao limite imposto pela tensão de alimentação do motor. Nesta região as perdas por atrito e ventilação são bastante acentuadas, reduzindo significativamente o conjugado suportado no eixo do motor. Para este caso, as componentes do vetor corrente de estator ficam restritas à tensão máxima e aos parâmetros do motor, equações (4.19) e (4.20). Manipulando a equação (4.11) e fazendo algumas considerações sobre as componentes de corrente [17], chega-se a seguinte solução:

$$I_{sd}^* = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}\omega L_s} \quad (4.19)$$

$$I_{sq}^* = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}\omega\sigma L_s}. \quad (4.20)$$

Todo o equacionamento de controle é desenvolvido considerando a máquina em regime permanente e utilizando a modelagem vetorial no referencial síncrono.

Para o cálculo dos valores de frequência que limitam cada região de operação manipula-se o equacionamento das correntes de estator apresentadas nas equações (4.15)-(4.17). Deste modo o valor da frequência angular ω_0 que separa as regiões de baixas velocidades e a região de enfraquecimento de campo é dado por:

$$\frac{V_{max}}{\omega_0} = L_s \sqrt{\sigma^2 I_{max}^2 + (1 - \sigma^2) \left(\frac{\psi_{r,nominal}}{M} \right)^2}. \quad (4.21)$$

Com raciocínio análogo, pode-se determinar a frequência angular ω_1 , valor da frequência angular que separa a região de enfraquecimento de campo da região de altas velocidades. Manipulando as equações (4.17)-(4.19), chega-se à

$$\frac{V_{max}}{\omega_1} = \sqrt{\frac{2}{1 + \sigma^2}} \sigma L_s I_{max}. \quad (4.22)$$

Para levantar a curva do conjugado máximo é necessário conhecer a tensão de alimentação do motor, a corrente máxima permitida e os parâmetros elétricos do motor. De acordo com [44], a potência disponível no barramento cc depende da estratégia de chaveamento. A partir da análise da onda fundamental de tensão desenvolvida para a estratégia de chaveamento *PWM* senoidal, apenas na região linear, e da corrente máxima, levantou-se as curvas (a) e (b) apresentadas na figura 4.7. A figura 4.7 (a) mostra as curvas i_{sd} , i_{sq} e conjugado, T_e , para tensão de link dc em 540 V, corrente máxima do motor fixado no seu

valor nominal, $4,97 A_{rms}$. Os valores de base utilizados são: $4,97 A_{rms}$; 60 Hz, 377 rad/s, 1800 rpm, 12,25 N.m, para corrente, frequência, frequência angular, velocidade, e conjugado respectivamente. Na figura 4.7 (b), variou-se a corrente máxima permitida ao motor em 1,5 de seu valor nominal, $7,5 A_{rms}$. Analisando os gráficos, percebe-se que o conjugado máximo permitido quando se aplica 1,5 pu de corrente máxima é maior do que aquele permitido com 1,0 pu de corrente como valor máximo. A figura 4.7 (c) mostra uma comparação entre os conjugados máximos para os casos: seis pulsos, *PWM* senoidal com $I_{m\acute{a}x} = I_n$, e *PWM* senoidal com $I_{m\acute{a}x} = 1,5I_n$.

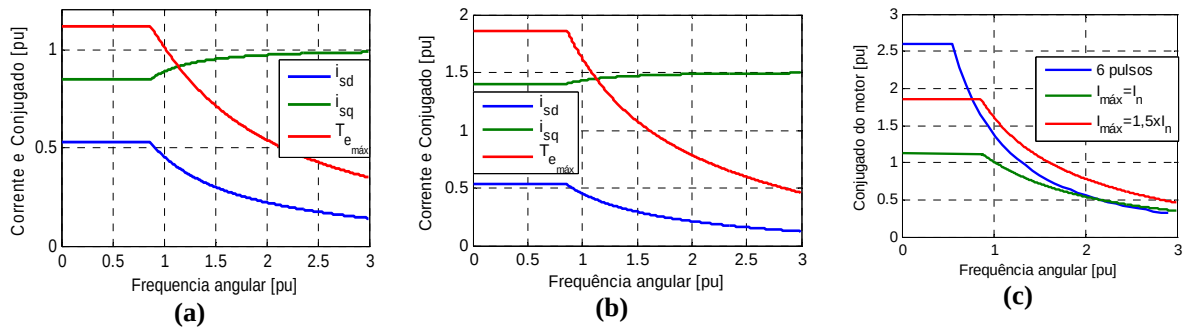


Figura 4.7 – Relação entre as componentes de corrente e o conjugado máximo em função da corrente máxima para o motor em estudo: (a) $I_{m\acute{a}x} = I_n$; (b) $I_{m\acute{a}x} = 1,5I_n$; (c) Comparação entre os valores e a fundamental da estratégia 6 pulsos.

Estas curvas mostram a influência dos parâmetros na definição do conjugado eletromagnético máximo que pode ser exigido do motor. No presente trabalho foi utilizado como valor máximo de corrente 1,5 vezes o valor nominal da corrente do motor. Embora a onda fundamental de seis pulsos possa fornecer conjugado máximo maior, sua utilização é limitada pela poluição harmônica gerada na rede alimentação.

4.5 Simulação utilizando o pacote *MatLab / Simulink / SimPowerSystem®*

Objetivando verificar as modelagens propostas até então, desenvolveu-se a simulação computacional utilizando as ferramentas de simulação de dispositivos semicondutores e de controle de eletrônica de potência, *SimPowerSystem®*, uma *toolbox* integrante do software de simulação matemática *Simulink®* que faz parte do ambiente de simulação *MatLab®*.

Através desta simulação tem sido possível a resolução de determinadas situações problema e configuração de parâmetros essenciais ao bom andamento do controle na bancada. É exatamente por isto que foram desenvolvidas as duas modelagens, descritas no capítulo III; uma para representar computacionalmente o motor de indução; e a outra, para configuração e sintonia dos parâmetros do controle vetorial alternativo indireto com maximização do conjugado por ampère em cada região de operação do MIT, aplicável tanto na simulação quanto na bancada experimental.

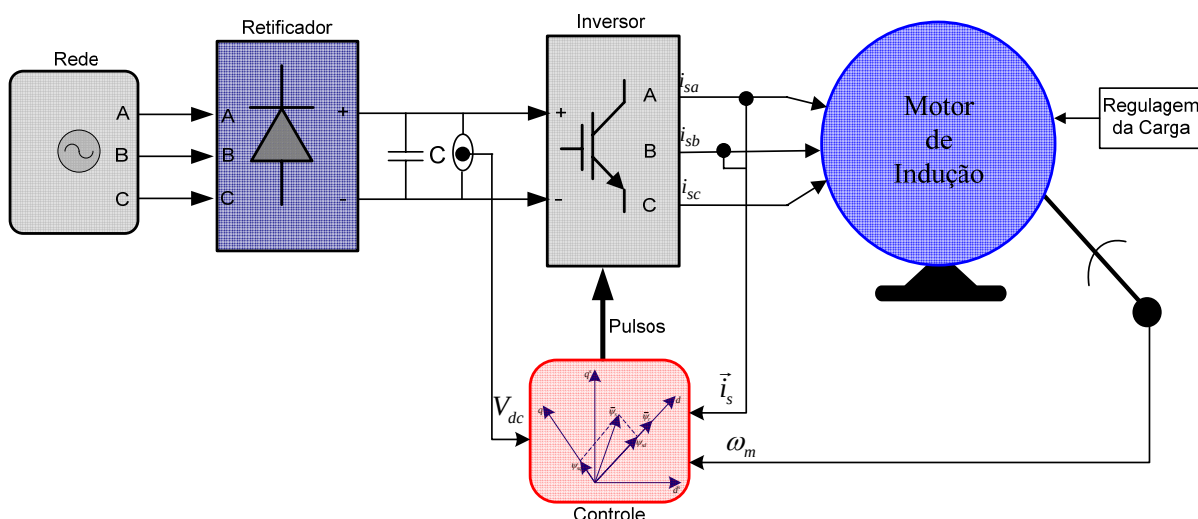


Figura 4.8 – Diagrama de blocos do sistema simulado.

Esta simulação, apresentada de forma geral na figura 4.8, foi sendo incrementada paralelamente com o desenvolvimento do programa em DSP, realizando os ajustes

necessários para representar dinamicamente os registradores de *PWM*, dos controladores e da matemática de ponto fixo. Casos como, definição das constantes dos controladores *PI* de velocidade e corrente, e a definição do resistor de frenagem, a simulação precisou ser adaptada e melhorada para comportar as novas características experimentais.

A figura 4.9 apresenta o bloco de controle vetorial indireto, método alternativo. Este bloco possui como variáveis de entrada as velocidades, do motor e de referência, e sai com as correntes de referência nas fases *a*, *b* e *c* do motor. O bloco de cálculo das componentes de referência, i_{sd}^* e i_{sq}^* , aplicando as equações de maximização de conjugado em função da região de operação do motor em regime permanente, o que leva à dessintonia do controle vetorial durante os transitórios de velocidade.

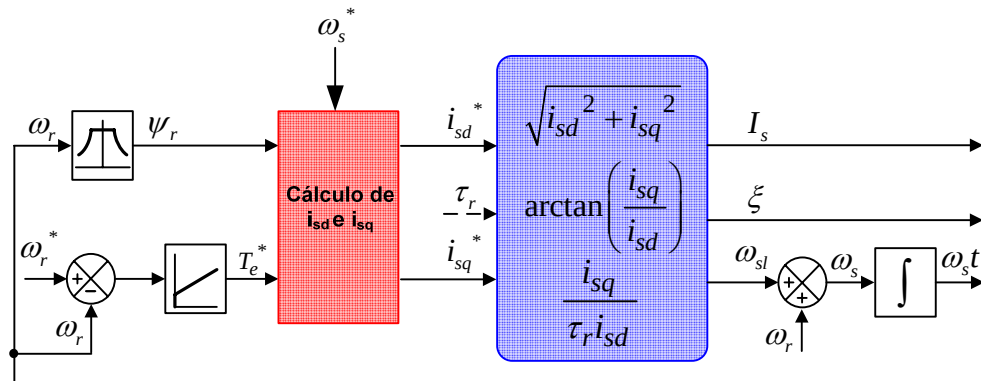


Figura 4.9 – Método alternativo de controle vetorial indireto.

A figura 4.10 mostra o diagrama de blocos utilizado no ambiente Simulink®. Todo o sistema elétrico está sendo representado nesta simulação. Desde a fonte senoidal de alimentação, os conversores de potência, retificador e inversor, sistema de frenagem, o bloco de controle vetorial indireto implementado em *DSP*, e o motor de indução trifásico. A simulação acompanha os detalhes práticos da bancada experimental, devido aos diversos ajustes simulação/bancada realizados, e a simulação tem sido uma ferramenta de estudo e análise bastante eficiente na resolução das situações problema encontradas na bancada.

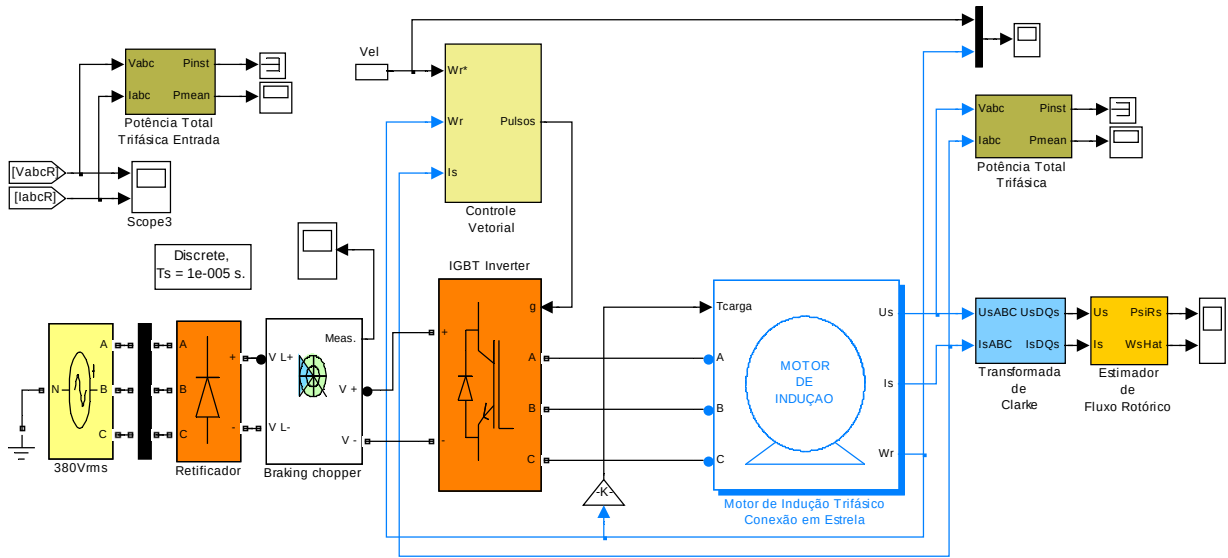


Figura 4.10 – Diagrama de blocos no Simulink®.

Foram implementadas na simulação as limitações impostas ao *link dc*, por motivos de segurança e conveniência, a tensão do barramento cc foi definida em 400 V, e portanto a tensão máxima em uma fase do motor é $400 \times 2/\pi \times 0,785$, que o valor máximo da onda fundamental de tensão utilizando a estratégia *PWM* senoidal.

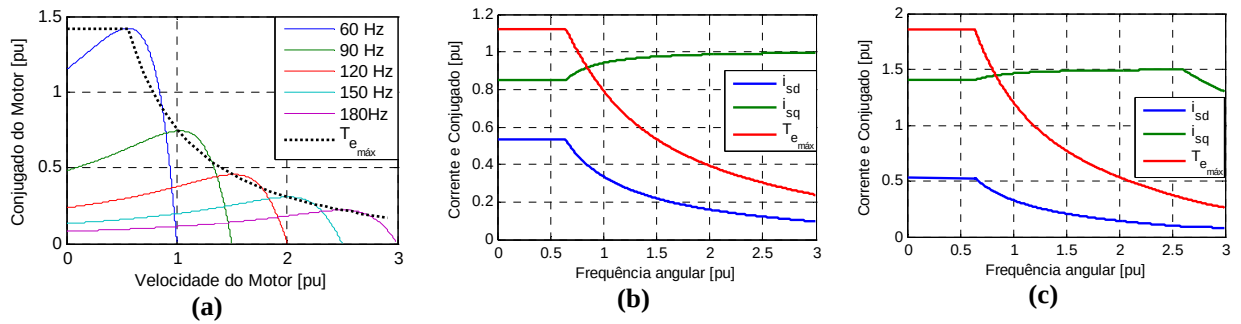


Figura 4.11 – Corrente e conjugado para tensão de link dc em 400 V: (a) $I_{m\acute{a}x} = I_n$; (b) $I_{m\acute{a}x} = 1,5 \times I_n$; (c) Comparação entre os valores e a fundamental da estratégia 6 pulsos.

As figuras, 4.11 (b) e (c), mostram que o aumento da corrente máxima para $7,5 A_{rms}$ pode proporcionar um ganho significativo de conjugado máximo, de 1,15 pu para 1,9 pu na região de baixas velocidades, sem alterar as regiões de enfraquecimento de campo e altas velocidades, ou seja, sem alterar os valores de ω_0 e de ω_1 . Da comparação entre os valores de

conjugado máximo permitido para os métodos tensão terminal constante e o método utilizado para uma velocidade do motor em 2,0 pu, ou seja, frequência angular das correntes do motor em 2,5 pu, conclui-se: pelo método da tensão terminal constante, o valor máximo permitido para o conjugado do motor é de 0,22 pu; para o método utilizado é: 0,30 pu para corrente máxima fixada no valor nominal da corrente do motor, e 0,38 pu para corrente máxima fixada em 1,5 vezes a corrente nominal do motor. Os limites da região de enfraquecimento de campo são dados por $\omega_0 = 0,6367$ pu, ou seja, 38 Hz e $\omega_1 = 2,6064$ pu, ou 156 Hz. Assim, a frequência das correntes de estator define as regiões de operação do motor: até 38 Hz, região de baixas velocidades, entre 38 Hz e 156 Hz, região de enfraquecimento de campo, e acima de 156 Hz, região de altas velocidades, que é quatro vezes a frequência limite inferior da região de enfraquecimento de campo.

A figura 4.12 apresenta as respostas do controle vetorial ao degrau de velocidade. A figura 4.12 (a) mostra que o método alternativo de controle vetorial indireto pode levar o motor a 2,0 pu de velocidade, tendo um conjugado de carga que varia linearmente com a velocidade, tendo como valor máximo 0,30 pu, 3,675 Nm, em 2,0 pu de velocidade.

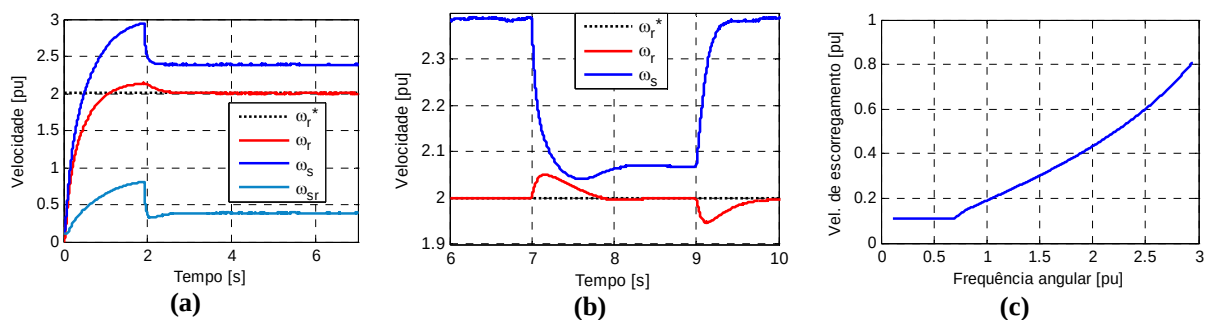


Figura 4.12 – (a) Resposta ao degrau de velocidade do motor; (b) Carga; (c) Curva da velocidade de escorregamento em função da frequência angular das correntes de estator.

Para isto, é necessário que a velocidade síncrona seja levada a um valor em torno de 2,5 pu para comportar o escorregamento exigido pela máquina para vencer os conjugados: de

perdas, atrito e ventilação, de carga e o de aceleração. Os resultados mostram que o controlador PI de velocidade consegue estabilizar o motor na referência escolhida, levando o motor, da condição de velocidade zero até a velocidade de 2,0 pu, respeitando os limites de tensão e corrente imposta à máquina, com eficiência e precisão. A figura 4.12 (b) mostra os perfis da velocidade do motor e da velocidade síncrona diante do degrau de carga. Observar-se que o controle de velocidade mantém a velocidade do motor estável em sua referência. As situações de retirada de carga em degrau apresentam o desafio do gerenciamento da energia associada àquela carga, quer seja dissipando-a no resistor de frenagem, quer seja armazenando-a numa bateria. Neste trabalho, inclusive no ambiente de simulação, trabalha-se com uma associação de resistências de frenagem no valor de 18Ω . A figura 4.12 (c) apresenta a relação entre a velocidade de escorregamento e a velocidade síncrona. Para que o método alternativo de controle vetorial calcule o vetor corrente que deverá ser imposto ao motor é necessário o conhecimento de três grandezas: amplitude, frequência e defasagem angular. No cálculo da frequência é necessário, o conhecimento da velocidade de escorregamento para compor a velocidade síncrona das correntes de estator. Pode-se perceber no gráfico da figura 4.12 (c) que o escorregamento da máquina apresenta comportamentos distintos em cada uma das três regiões de operação. Na região de baixas velocidades, o escorregamento mantém-se constante, uma vez que i_d é constante mantendo o fluxo rotórico em seu valor máximo e i_q também é constante para acelerar o motor com conjugado máximo. Na região de enfraquecimento de campo, o escorregamento varia linearmente com a frequência uma vez que a corrente i_d diminui e a corrente i_q aumenta na mesma proporção para manter o motor operando dentro do círculo limite de corrente. A partir de 2,6 pu de frequência, região de altas

velocidades, o escorregamento passa a ter um comportamento quadrático para compensar as perdas de conjugado devido ao fato da potência deixar de ser constante.

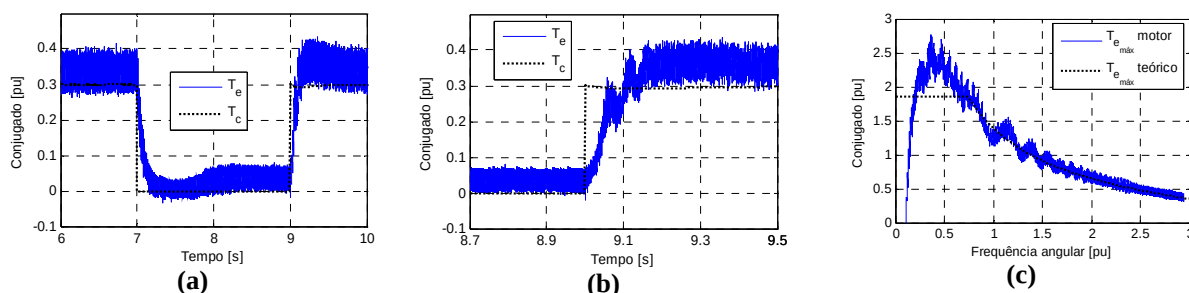


Figura 4.13 – (a) Resposta do conjugado do motor ao degrau de carga; (b) comportamento do conjugado; (c) comparação entre os valores de conjugado máximo do motor com o de estudo.

A figura 4.13 apresenta o comportamento da curva de conjugado diante da inserção e retirada da carga no eixo do motor, em degrau. A carga foi escolhida de tal forma a atingir o conjugado máximo que o motor pode suportar nesta região de operação. A figura 4.13 (a) confirma este fato: o conjugado do motor antes da retirada da carga corresponde ao conjugado máximo de estudo, já definido anteriormente. Nesta figura pode-se observar ainda, que o controle vetorial estabiliza o conjugado do motor, tanto na inserção quanto na retirada da carga, com tempos de transitórios bastante pequenos, mantendo o propósito principal do método alternativo de controle vetorial que é a variação da curva de conjugado do motor, em situações de regime permanente, sem oscilações. A figura 4.13 (b) mostra que o tempo necessário para que o conjugado do motor atinja o novo patamar é menor que 50 ms, enfatizando a robustez do método alternativo de controle vetorial. Convém ressaltar, ainda, que quanto maior for o conjugado disponível para a aceleração do motor, menor é o tempo de acomodação transitória. Para o caso em estudo deixou-se apenas 0,98 Nm, 0,08 pu, de conjugado disponível para compensação da queda da velocidade do motor no instante da entrada da carga para motor operando em 2,0 pu de velocidade. A figura 4.13 (c) apresenta a

comparação entre o valor máximo do conjugado do motor e o valor teórico definido para os pontos de operação estudados. Observa-se nesta figura que a curva de conjugado máximo do motor segue a curva teórica na região de enfraquecimento de campo, onde a tensão aplicada ao motor está no valor máximo para a estratégia de chaveamento adotada e têm-se pouca influência da perda na resistência de estator. Pode-se ainda visualizar que os estudos teóricos feitos sobre a maximização de conjugado são perfeitamente plausíveis dentro da região de enfraquecimento de campo em situações de regime permanente. Para pontos de operação onde há transitórios de velocidade observam-se oscilações de conjugado; isto acontece porque o modelo utilizado comporta apenas operações do motor em regime permanente. Nas regiões de baixas velocidades, principalmente abaixo de 30 Hz, 0,5 pu, observa-se dessintonia entre os valores teóricos e os valores obtidos do conjugado do motor, uma vez que a influência da queda de tensão na resistência de estator é bastante acentuada.

Para que se tivesse uma idéia da dessintonia causada pelas grandezas intermediárias usadas no controle vetorial alternativo e também para se ter um valor estimado do conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor, desenvolveu-se o estimador de conjugado proposto por Arantes em [33], equações (3.70)-(3.76). Pode-se, através deste estimador, avaliar globalmente o controle vetorial em função das grandezas intermediárias, como as correntes de eixo direto e quadratura, i_d e i_q , respectivamente, defasagem angular, ξ , e fluxo rotórico, ψ_r . Portanto, a partir das correntes do motor, calculam-se as componentes i_d e i_q , estima-se o fluxo rotórico, e através da equação (3.76) estima-se o conjugado do motor.

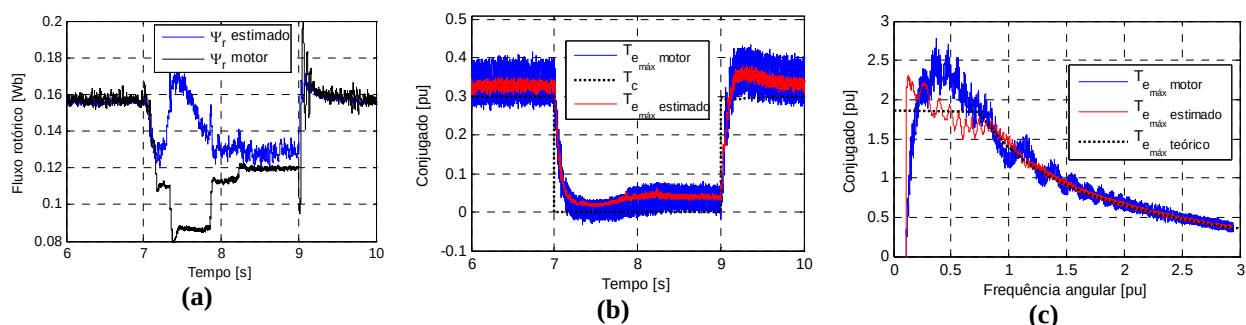


Figura 4.14 – Comparações entre grandezas estimadas: (a) fluxo rotórico; (b) conjugado; (c) conjugado máximo em função da frequência angular das correntes de estator.

A figura 4.14 apresenta os resultados dos estimadores, e seus desempenhos durante o regime permanente, retirada e inserção, em degrau, de carga no eixo do motor. A figura 4.14 (a) apresenta o estimador de fluxo rotórico, e pode-se observar que em regime permanente o estimador está bem sintonizado com o valor proveniente do modelo do motor. Mas nos transitórios de retirada de carga, o estimador apresenta dessintonia, levando em torno de 500 ms para atracar novamente ao sinal do fluxo rotórico do motor. Isto se deve ao acúmulo de energia nos capacitores do link dc, a qual é dissipada através do chaveamento do circuito de frenagem, causando instabilidade transitória nas correntes de estator. Na inserção de carga em degrau, o efeito é bastante amenizado, uma vez que a constante de tempo mecânica é bem maior que a elétrica, o que amortece as oscilações, e leva o sinal do estimador a atracar com o sinal do motor num intervalo de tempo menor. Na figura 4.14 (b) observa-se que o estimador de conjugado do motor é muito pouco afetado pelas oscilações do fluxo rotórico estimado, mostrando, portanto, robustez. Isto demonstra que o controle vetorial é robusto para operações em regime permanente na região de enfraquecimento de campo, e que o valor da velocidade de escorregamento está sendo calculado corretamente, pois a defasagem ξ está diretamente relacionada a ela. A figura 4.14 (c) apresenta a curva de conjugado máximo tanto para o estimado quanto para o do motor em função da frequência angular das correntes de estator.

Novamente, cabem aqui as mesmas considerações já feitas para o conjugado do motor, figura 4.13 (c). Durante o regime de enfraquecimento de campo e em regime permanente, ambos, conjugado do motor e conjugado estimado, operam corretamente nos valores máximos definidos na teoria. Para regiões de transitórios de velocidade apresentam oscilações, e na região de baixas velocidades apresentam dessintonia devido à grande influência da queda de tensão na resistência de estator. Convém ressaltar, portanto, que o método alternativo de controle vetorial indireto desempenha satisfatoriamente o controle do motor, levando-o às regiões de operação estipuladas pela referência de velocidade imposta à máquina.

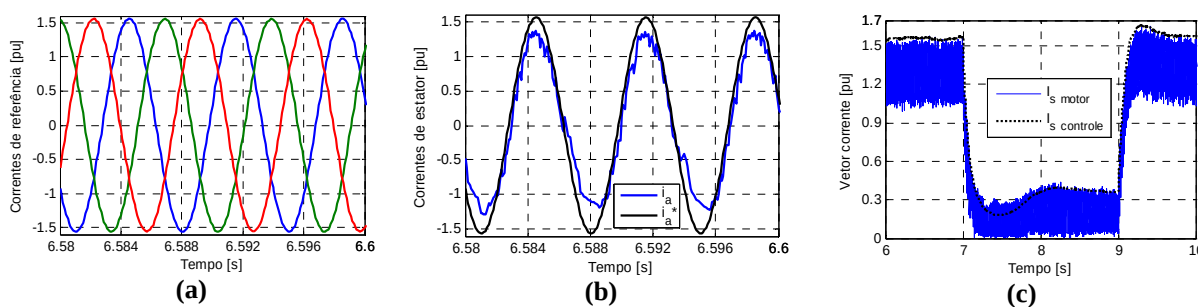


Figura 4.15 – (a) Resposta ao degrau de velocidade do motor; (b) Carga; (c) Curva da velocidade de escorregamento em função da frequência angular das correntes de estator.

Ainda no intuito de avaliar a robustez do controle vetorial, analisaram-se as correntes de referência impostas ao motor. São estas correntes que definem toda a região de operação do motor através do ajuste das características de magnitude, frequência e fase do vetor corrente de referência. Depois, o controlador de corrente gera os índices de modulação a ser aplicado aos registradores PWM, acionando os circuitos de ataque de gatilhos das chaves semicondutoras, que neste trabalho são *IGBTs*. A simulação digital contempla estes detalhes práticos, o que facilita a tomada de decisões na bancada experimental. A figura 4.15 (a) apresenta as correntes de referência geradas pelo controle vetorial alternativo. O que se pode perceber é que o limite de 1,5 pu imposto pela definição do controle está sendo respeitado, o

que leva o motor a trabalhar com os valores de conjugado desejado. Outro detalhe é que as correntes são defasadas de 120^0 , garantindo que a força magnetomotriz não apresente oscilações. A figura 4.15 (b) mostra a ação do controlador de corrente na fase *a* do motor. Pode-se observar que a corrente mantém a fase e a frequência, mas apresenta erro de magnitude em regime permanente. Isto se dá porque em métodos de controle vetorial indireto não há realimentação de corrente na malha do controle vetorial, como mostrado na figura 4.9. Neste caso, a função do controle vetorial é levar o motor às regiões de operação desejadas, através do controlador de velocidade, e impor o conjugado máximo através do controle de corrente. Uma vez que estas condições sejam satisfeitas, os possíveis erros de corrente são ignorados, e deixados sem compensação. Isto leva às dessintonias de fluxo e conjugado em regiões de baixas velocidades e em transitórios de carga e velocidade, causando aquecimento no motor. Muito embora, como já apresentado, o controle é robusto o suficiente para não levar o sistema à instabilidade, e sempre voltar às condições desejadas, caso seja restabelecida a condição de regime permanente. A figura 4.15 (c) mostra então, os vetores corrente de estator, referência e do motor. Observam-se as oscilações devido ao chaveamento do conversor e o erro em regime permanente. Convém ressaltar que, este erro na magnitude do vetor corrente não interferiu na obtenção dos objetivos deste controle, que são: estabilizar o motor na região de enfraquecimento de campo, aplicando o conjugado máximo teórico desenvolvido na teoria.

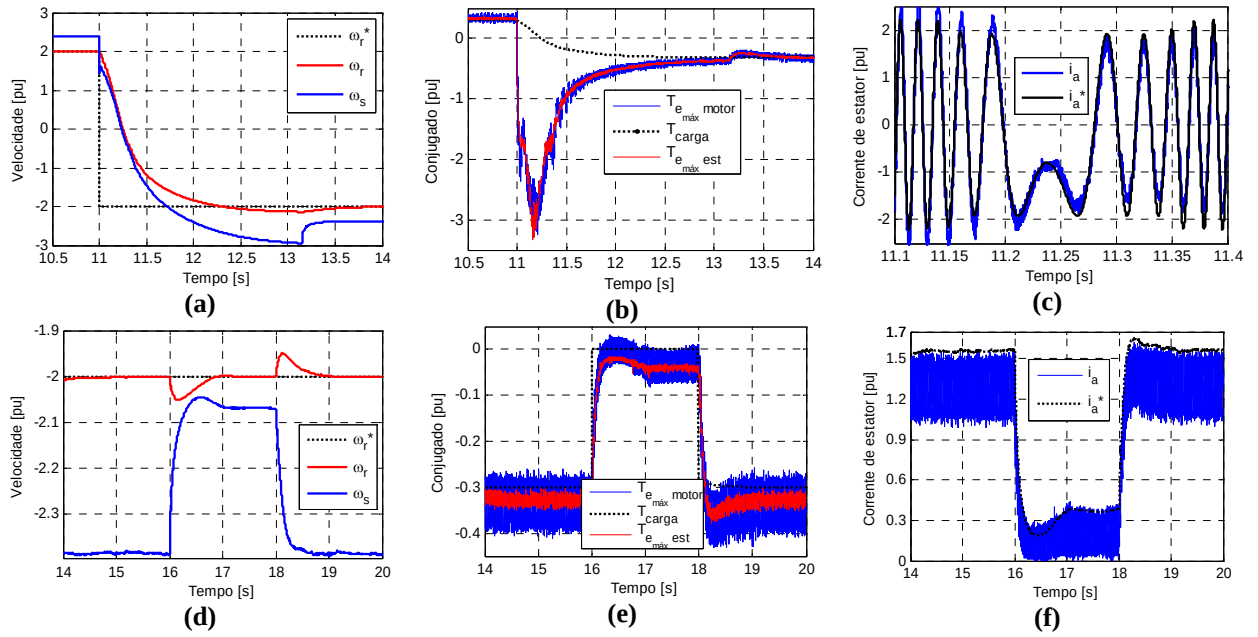


Figura 4.16 – Transitórios de inversão de velocidade: (a) velocidade; (b) conjugado; (c) corrente de estator; Degrau de carga em -2,0 pu de velocidade: (d) velocidade; (e) conjugado; (f) corrente de estator;

Para comprovar que a robustez do controle vetorial não foi afetada pela dessintonia de corrente durante os instantes de transitórios de velocidade, realizou-se um ensaio de inversão de velocidade em degrau, partindo de 2,0 e alcançando -2,0 pu de velocidade.

A figura 4.16 apresenta os resultados de velocidade, conjugado e corrente para inversão de velocidade em degrau e sua estabilização na nova condição de regime permanente em -2,0 pu de velocidade. As figuras 4.16 (a)-(c) mostram as curvas de velocidade, conjugado e corrente, respectivamente, para os instantes de reversão. Observa-se que a curva de conjugado extrapola os limites máximos definidos pela curva teórica para as condições de operação em baixas velocidades, assim como a curva de corrente. Esta dessintonia já é esperada, uma vez que o equacionamento de maximização de conjugado contempla apenas condições de regime permanente em pontos onde a influência da queda de tensão na resistência de estator é praticamente nula. As curvas apresentadas nas figuras 4.16 (d)-(f)

mostram, velocidade, conjugado e a magnitude do vetor corrente de estator, respectivamente, para a nova condição de regime permanente atingida após o transitório de velocidade. Observa-se, que atingido o equilíbrio, o controle consegue impor novamente o conjugado máximo, comporta-se de modo satisfatório durante os degraus de carga, e, portanto mantém sua robustez e confiabilidade durante todo o processo.

4.6 Conclusão

Este capítulo apresentou uma metodologia de maximização de conjugado por ampère em regime permanente aplicado a motores de indução trifásicos sob controle vetorial alternativo. Foi visto que o método é fortemente dependente dos parâmetros da máquina, da estratégia de chaveamento e da capacidade de corrente do conjunto conversor/motor.

As simulações foram realizadas para os casos extremos, variando a referência de velocidade do motor entre os limites superior e inferior da região de enfraquecimento de campo. Foi observado, a partir da análise dos resultados, que o método alternativo de controle vetorial indireto proposto é bastante robusto, e consegue impor conjugado máximo na região de enfraquecimento de campo para situações de regime permanente. Os resultados também mostraram que o controle apresentou dessintonias de corrente e conjugado nos instantes de transitórios de velocidade e operações na região de baixas velocidades. Algo esperado, haja vista que a modelagem matemática do método de maximização de conjugado leva em consideração apenas a operação em regime permanente e desconsidera o efeito da queda de tensão na resistência de estator. Entretanto, os resultados, também mostraram que o sistema mostrou-se robusto o suficiente para garantir a estabilidade da operação em regime permanente após cada transitório de velocidade.

Foram realizados testes de inserção e retirada de carga, em degrau, nos valores máximos, para operação em região de enfraquecimento de campo. Os resultados mostraram que o controle vetorial estabiliza de modo bastante satisfatório a velocidade do motor, tanto na retirada de carga, que o caso mais complexo, uma vez que é necessário dissipar a energia associada à carga no resistor de frenagem; como no caso de inserção de carga, onde há um transitório de conjugado associado à capacidade de imposição de corrente nas fases do motor.

Para todos os testes realizados, foram analisados também os estimadores de fluxo rotórico e de conjugado. O estimador de fluxo é necessário, pois a partir dele é calculado o valor do conjugado em cada ponto de operação do motor. Presenciou-se dessintonia neste estimador nos instantes de retirada de carga em degrau, sem, no entanto, afetar de modo significativo o estimador de conjugado. Estes estimadores possuem uma estrutura bastante simples e são excelentes para implementações em sistemas digitais, como no caso deste trabalho, em processadores digital de sinais, DSPs. Os resultados mostraram que o estimador de conjugado é bastante consistente e consegue acompanhar os valores do conjugado do motor, mesmo para os instantes de dessintonia.

Finalmente, os resultados das simulações mostraram que o método é robusto e está pronto para implementado em DSP. Os diversos ajustes realizados na simulação digital possibilitaram estudos e análises que levam a uma redução da dificuldade de construção do firmware.

CAPÍTULO V

MONTAGEM EXPERIMENTAL DO CONTROLE VETORIAL INDIRETO UTILIZANDO O PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS TMS320F2812

5.1 Introdução

No intuito de testar experimentalmente o método alternativo de controle vetorial indireto apresentado no capítulo III, foi projetado e implementado um sistema digital tendo como núcleo um processador digital de sinais de baixo custo. Com base nas particularidades exigidas, optou-se por utilizar o processador *TMS320F2812* da *Texas Instruments* [39] [40].

O sistema completo, figura 5.1, é constituído pela rede de alimentação juntamente com um *varivolt* trifásico, os conversores de potência fabricados pela *Semikron*, *SEMISTACK – IGBT*, tipo *SKS 35F B6U+E1CI 21 V12* [41], o sistema de controle baseado no *kit EZDSP F2812* [42], placa de condicionamento de sinal e a placa de interface com o inversor.

Serão apresentados o desenvolvimento do hardware e os principais circuitos utilizados. O projeto foi desenvolvido para minimizar os ruídos e manter a integridade do sinal, desde a sua saída do processador digital de sinais, *DSP*, e sua aplicação no ataque dos gatilhos do sistema de potência. E serão também mostradas algumas das principais características e qualidades do DSP utilizado que o credencia para esta tarefa.

Serão mostrados, também, o projeto e o desenvolvimento do *firmware*, que tem como objetivos principais a leitura dos sinais dos sensores de corrente, velocidade e tensão, o controle das malhas de velocidade e corrente e a aplicação dos sinais de gatilho nas chaves do

conversor de potência, dentre outras funções. O firmware é uma parte extremamente importante do desenvolvimento do projeto, e demandou bastante tempo e estudo no seu desenvolvimento.

Finalmente, serão apresentados os resultados experimentais que validam a proposta apresentada no capítulo III de obtenção do máximo conjugado por ampère utilizando a topologia alternativa de controle vetorial indireto. Será analisado o método proposto quanto a eficiência e a eficácia. Os resultados mostram que o controle é eficaz no controle de velocidade, mas perde eficiência no controle de corrente, uma vez que o método de controle vetorial indireto não apresenta realimentação de corrente.

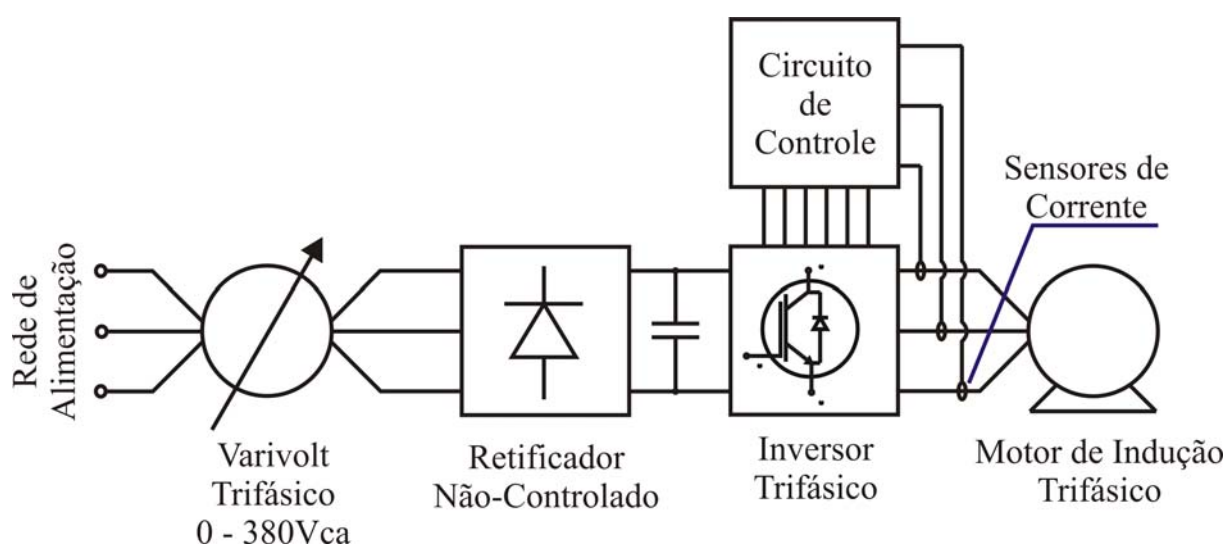


Figura 5.1 – Sistema experimental utilizado.

5.2 Bancada

A bancada utilizada é composta por um motor de indução trifásico, 4 pólos, 3cv, acoplado a um gerador de corrente contínua acionando um banco de resistores de até 2000 W. Foi dada uma manutenção eletromecânica em cada um dos motores, no sentido de garantir que os acoplamentos mecânicos e os rolamentos suportassem uma velocidade superior à

nominal. Os novos rolamentos suportam até 7.000 rpm. Todo o sistema foi cuidadosamente montado e alinhado para que os resultados não fossem comprometidos contaminados por ruídos e vibrações mecânicas.

Embora todo este trabalho tenha resultado num salto de qualidade, ainda assim foram detectadas algumas fontes de ruídos e vibrações mecânicas que se transformaram em ruídos elétricos no sistema de condicionamento de sinal, sem, no entanto, comprometer a eficiência geral do sistema digital de controle.

A figura 5.2 apresenta o esquema geral da bancada, ressaltando que o motor de corrente contínua com excitação independente possui uma alimentação de campo de 200 Vdc, a qual não está representada na figura.

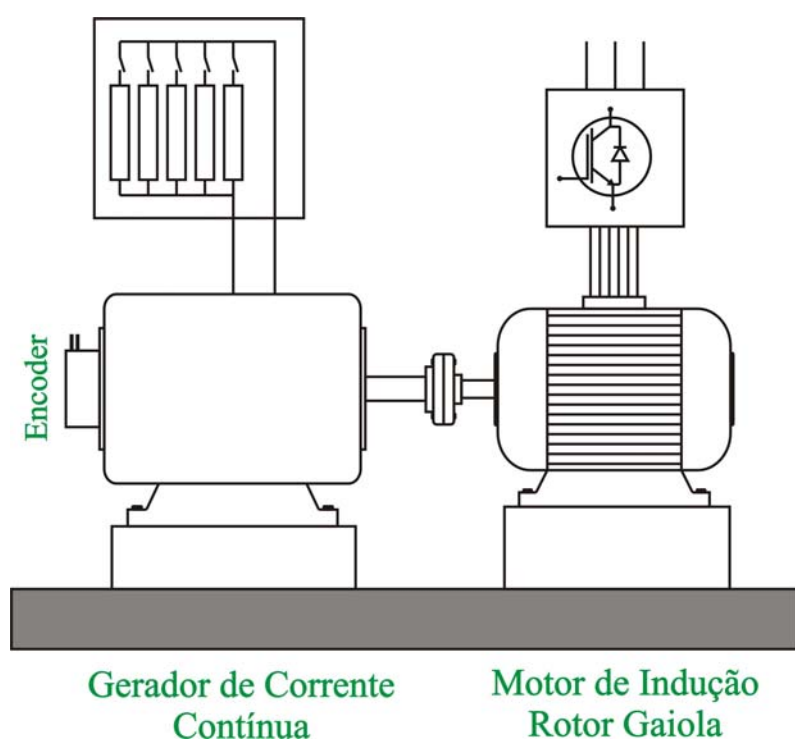


Figura 5.2 – Bancada experimental.

5.3 Conversor de Potência Trifásico

Circuito	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Tipos
B6CI	35	380 750	SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI 21 V12

Símbolo	Condições	Valores	Unidades
$I_{rms} \max$ $T_{amb}=35^{\circ}C$	Sem sobrecarga; 10 kHz 150% de sobrecarga, 60s a cada 10 min (I_{ov}/I_N) 200% de sobrecarga, 10s a cada 10 min (I_{ov}/I_N)	35 42/48 48/24	A A A
$V_{ce} \max$		1200	V
$f_{sw} \max$	Frequência de chaveamento absoluta máxima	15	kHz
$f_{sw} \max Csl$	Frequência de chaveamento máxima aconselhada	10	kHz
C C_{eqvl} $T_{ds\%}$ $V_{DC} \max$	Tipo EPCOS B43303A0687 Banco de capacitores equivalente Tempo de descarga do banco de capacitores Tensão DC máxima aplicada ao banco de capacitores	680/400 2040/800 - 750	$\mu F/V$ $\mu F/V$ s V
Retificador $V_{net} \max$	Tensão máxima da rede (lado AC)	380 -20%/+15%	V_{ac}
T_{vj} T_{stg} T_{amb}	Temperatura da junção para operação contínua sem a necessidade de alteração dos capacitores.	-40 ... +125 -20 ... +40 -20 ... +55	$^{\circ}C$ $^{\circ}C$ $^{\circ}C$
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V

Tabela 5.1 – Características principais do Inversor Utilizado.

O conversor utilizado, fabricado pela *Semikron*, permite a aplicação de qualquer forma de onda de tensão no motor. Este sistema é projetado para impor até 35 A_{rms} de corrente com uma tensão de *link dc* de 540 V, sendo que os capacitores foram calculados para suportarem até 750 Vdc. O chaveamento máximo pode chegar a 10 kHz com temperatura controlada de 35 $^{\circ}C$, sendo que é possível aplicar continuamente até 15 kHz. Apresenta circuitos de proteção contra curto-circuito e sobretensão, além do circuito de pré-carga do banco de capacitores, ou circuito de *in-rush*. A tabela 5.1 [41] apresenta as características básicas deste conversor e a figura 5.3 um desenho esquemático. Pode-se observar pela tabela de dados que o inversor pode ser chaveado sem sobrecarga para as chaves em até 10 kHz, e esta foi a frequência escolhida para este projeto. Outro detalhe, apresentado na figura 5.3, é a questão

do resistor de frenagem, o qual dissipa a potência gerada pelo motor durante as frenagens. Para este resistor foram associados 12 de resistores de $220\ \Omega / 10\ \text{W}$ em paralelo, dando uma resistência equivalente de $18,33\ \Omega / 120\ \text{W}$. Esta associação tem sido suficiente para dissipar toda a energia gerada durante as frenagens, e este valor foi obtido a partir da simulação digital do sistema completo de acionamento do motor de indução trifásico.

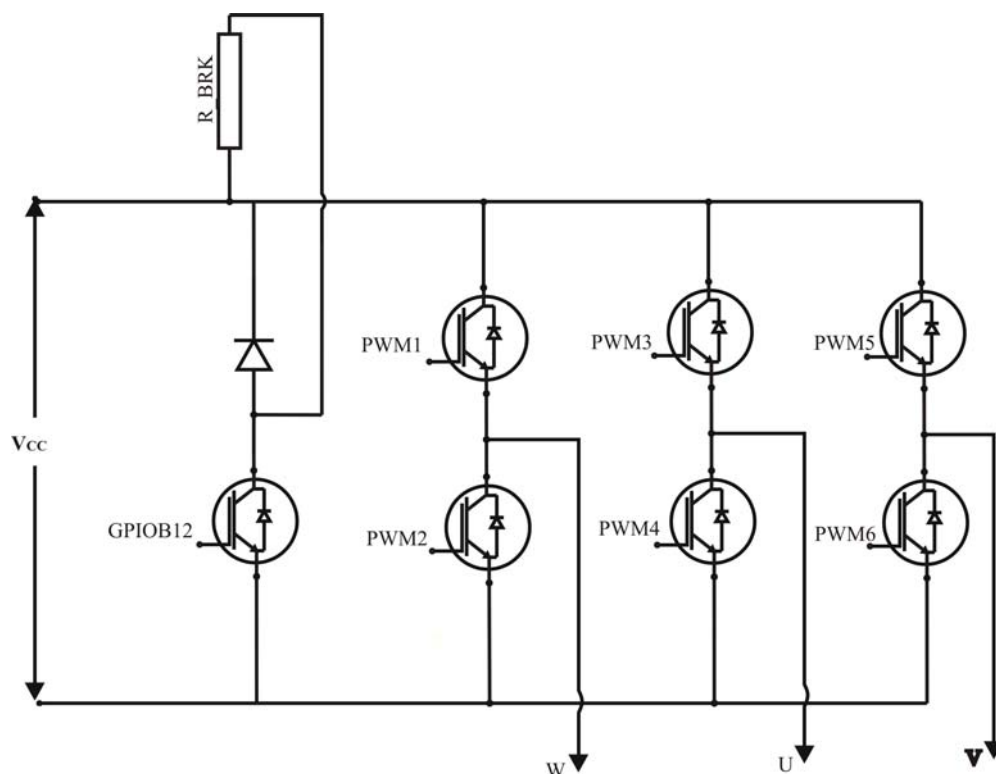


Figura 5.3 – Representação do inversor utilizado.

A figura 5.4 apresenta as fotos do inversor trifásico utilizado. A figura 5.4(a) mostra o painel externo do inversor com os conectores de comando para as chaves, controle do *cooller*, o controle de tensão de *in-rush* e o controle da tensão no elo cc. Apresenta, também, os bornes para conexão dos circuitos de potência, tanto da linha *ac*, como das saídas para as fases do motor, e o *link dc* e o borne de conexão do resistor de frenagem. A figura 5.4(b) mostra os circuitos de potência do inversor, as chaves, os *gate-drives*, o banco de capacitores e um item

importante que são os dois sensores de efeito *hall* que já vêm embutidos no inversor, e disponibilizam as correntes das fases *U* e *V*.

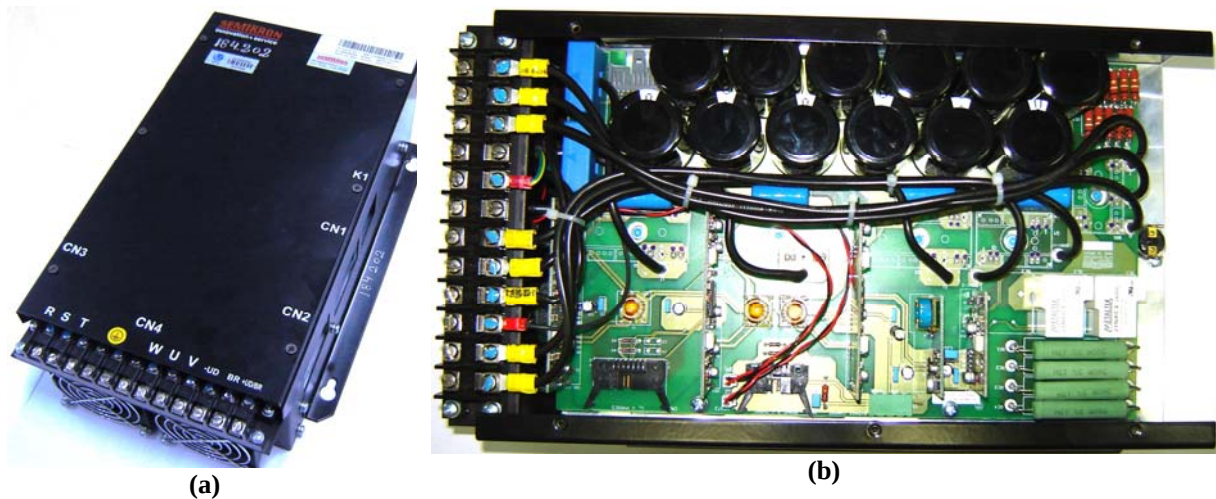


Figura 5.4 – Fotos do inversor de potência utilizado.

5.4 Processador Digital de Sinais - DSP

O conversor trifásico apresentado na seção 5.3 não possui circuito de controle e nem de geração de pulsos para atacar as chaves estáticas. Nesse sentido foi projetado e implementado um circuito de ataque para os *IGBTs* utilizando um processador digital de sinais em ponto fixo de 32 bits, especialmente projetado para controlar sistemas em tempo real. Estes DSPs operam à frequência de 150 MHz, podendo de acordo com a necessidade do projeto, trabalhar também em outras frequências, como a de 100 MHz, por exemplo.

Os DSPs integram a alta performance de um processador digital à funcionalidade dos periféricos de um microcontrolador. Unindo-se a isto um amplo conjunto de instruções, podem-se realizar tarefas complexas com relativa facilidade.

Estes processadores foram primordialmente projetados para atender ao mercado de controle de sistemas de acionamento, em especial sistemas de baixo custo para controle de motores. Neste intuito, estes processadores reúnem periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando de um inversor (controle e modulação), aquisição de sinais analógicos, sistema de captura e *encoders* em quadratura, e etc., tornando-os inteiramente adequados para o controle vetorial alternativo proposto por este trabalho.

O processador digital de sinais TMS320F2812 possui um poderoso conjunto de periféricos e um amplo conjunto de instruções capaz de aproveitar os diversos recursos de CPU disponíveis.

Abaixo são citados as características e os periféricos principais do *DSP* utilizado.

- Frequência de *clock* de 150 MHz;
- Conversor Analógico-Digital (*ADC*) de 12 bits com 16 entradas analógicas multiplexadas com tempo de conversão em torno de 80 ns;
- 2 gerenciadores de eventos independentes (*EVA* e *EVB*);
- 56 Portas de I/O digitais com dupla função;
- Memória de programa *on-chip* (*SARAM*, *DARAM* e *Flash EPROM*);
- Interface de comunicação serial (*SCI*);
- Interface serial com periféricos (*SPI*);
- Controlador de rede (*CAN*);
- *PLL-based clock*;
- Temporizador *watch-dog*;
- Registradores de soma e produto de 32 e 64 bits;

- Instruções apropriadas à implementação de rotinas matemáticas e compensadores;
- Estrutura de processamento tipo *pipeline*;

A figura 5.5 apresenta um esquema dos blocos que contêm um DSP TMS320F2812, e a figura 5.6 apresenta em destaque os barramentos de dados, endereços e o barramento de periféricos.

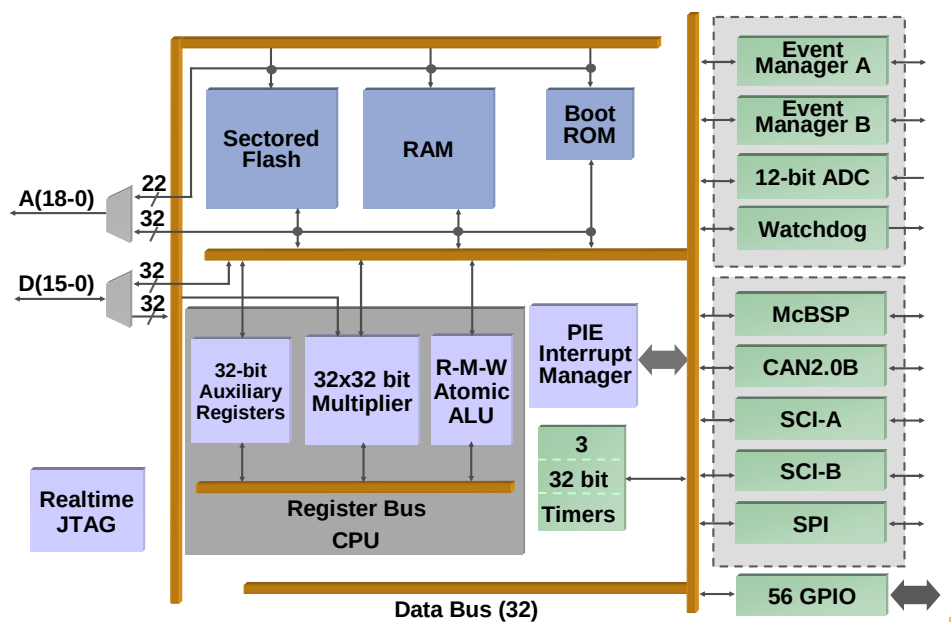


Figura 5.5 – Esquema geral do processador digital de sinais TMS320F2812.

Esta arquitetura multi-barramento, arquitetura *harvard* melhorada, propicia instruções simultâneas e a busca e recuperação de dados sob demanda (*data fetch*). Associado a isto existem outras características como multiplicador/acumulador de 1 ciclo o que proporciona uma computação matemática eficiente, execução de instruções encadeadas (*pipelined instruction execution*) que proporciona uma execução mais rápida das instruções comparando com os processadores similares via *clock* de velocidades mais altas, operações atômicas de memória que são códigos de operações de controle eficiente. Estas características aliadas a uma CPU de 32 bits e resposta rápida de interrupção agregam grandes benefícios a este

processador, tornando-o robusto e bastante apropriado para aplicações industriais que envolvam o controle eletrônico de motores elétricos. A figura 5.6 mostra, ainda, alguns outros blocos funcionais como multiplicador, *timers*, unidade lógica/aritmética, etc.

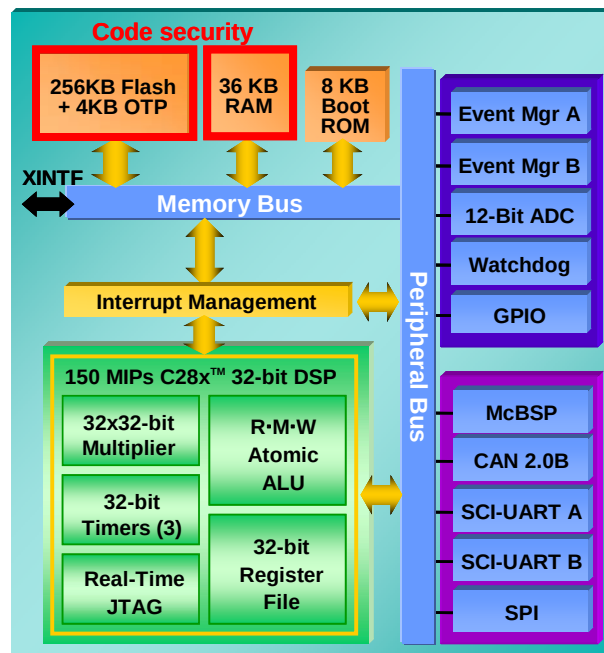


Figura 5.6 – Esquema dos barramentos de dados, memória e de periféricos.

Há outras características que não serão descritas, pois fugiria ao escopo deste trabalho. No entanto, a descrição até aqui apresentada é suficiente para concluir-se que este processador é adequado para o trabalho proposto, e que seus periféricos e características tornarão o controlador robusto e eficiente.

5.5 Montagem do protótipo

Como mostrado no item 5.4, o *DSP* utilizado é poderoso matematicamente, embora sendo de ponto fixo, e possui uma série de periféricos especialmente projetados para o uso em controle de conversores, mas não possui uma interface entre o *DSP* e a placa de controle para o acionamento do motor.

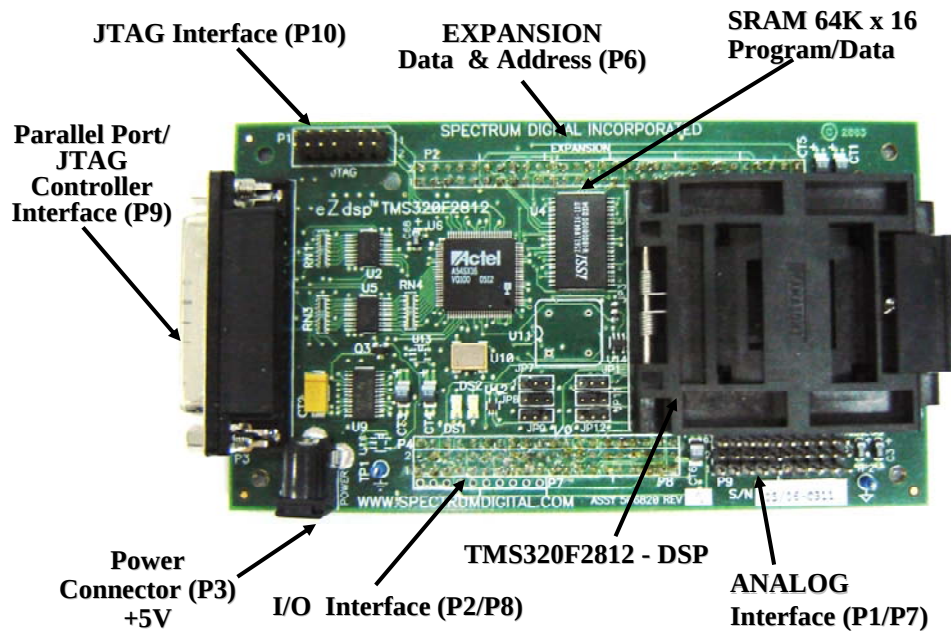


Figura 5.7 – Kit ezDSP F2812 da Digital Spectrum.

Então, o primeiro grande desafio é o projeto e construção do hardware necessário para interconectar o *DSP* à planta desejada. Para enfrentar este desafio, primeiramente adquiriu-se um *ez (ease) kit*. Um *ezkit* é um *kit* de desenvolvimento que providencia comunicação entre o computador e o *DSP* através de uma interface *JTAG* conectada à porta paralela utilizando o protocolo *XDS560PP*. Disponibiliza, também, acesso a alguns periféricos do *DSP* e acesso a alguns dos pinos de entrada/saída ou simplesmente pinos de *I/O*. A figura 5.7 mostra a foto do *kit* utilizado neste trabalho, *ezDSP F2812* [42]. A figura mostra também que este *kit* possui uma interface *JTAG* (*P10*) adicional para o caso de se usar um dispositivo emulador ao invés da porta paralela; mostra, também, os pinos de expansão (*P6*), memória de programa e de dados *SRAM* externa, a interface para o conversor AD (*P1/P7*) e a interface para os pinos de dupla função (*P2/P8*).

O *kit* de desenvolvimento *ezDSP F2812* traz, ainda, uma fonte robusta para alimentação do *DSP* em 3.3 V.

Com o *kit* em operação, foi necessária a montagem de duas interfaces para o fechamento da malha de controle. A primeira, a interface digital conecta os pinos de controle do *DSP* de 0 a 3.3 V aos circuitos de ataque de gatilho do inversor de 0 a 15 V. Esta interface conecta também a saída do encoder em quadratura de 0 a 15 V com os pinos do *DSP* de 0 a 3.3 V. A segunda, conecta os sinais analógicos de tensão dc, 0 a 600 V, e as correntes de linha do motor, -10 a 10 A, com a entrada analógica do *DSP*, que é sempre de 0 a 3.3 V.

As maiores dificuldades encontradas foram no condicionamento dos sinais provenientes dos sensores e sua adequação aos níveis requeridos pelo conversor analógico digital do *DSP*, sem comprometer a relação sinal/ruído.

A figura 5.8 apresenta o esquema básico da interface digital para os pulsos *PWM*. A idéia básica é ter um pino, *GPIOB11*, como pino de controle, ativado em nível lógico baixo, para comandar os pinos *PWM*, os quais estão sendo gerenciados pelo *EVA*, e comandados pelo *timer T1PWM*. Deste modo, esta interface recebe os sete sinais do *DSP* e os condiciona, levando em consideração do sinal de controle, para atacar os gatilhos das chaves do inversor.

A figura 5.9 apresenta o circuito de controle do circuito de frenagem. O *DSP*, através da comparação da tensão do *link dc* com um sinal de referência, impõe, através do pino *GPIOB12*, a abertura ou fechamento da chave do circuito de controle do elo cc. Este sinal é barrado, ou seja, o fechamento desta chave se dá quando o pino estiver em nível lógico baixo.

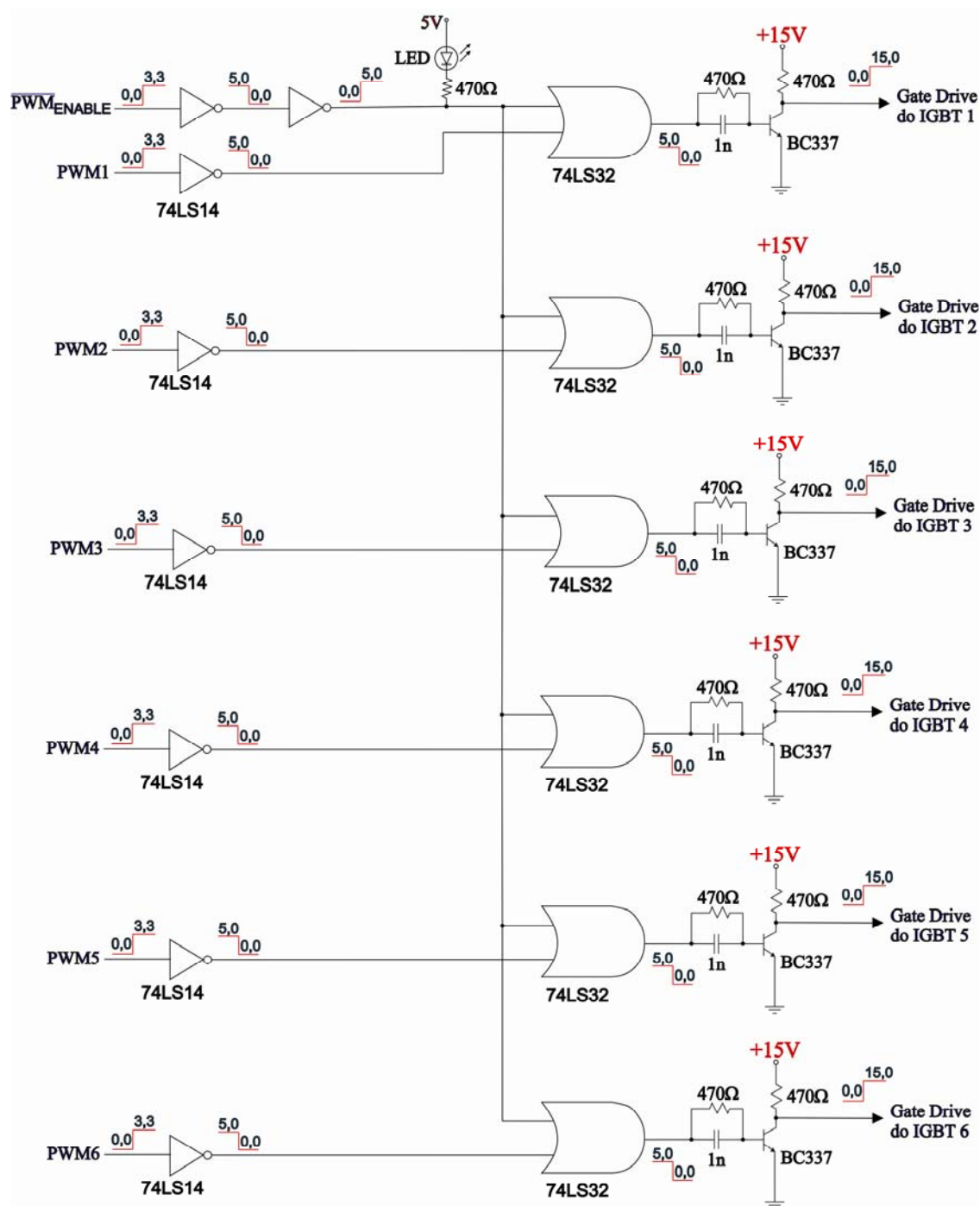


Figura 5.8 – Circuito de controle dos sinais PWM.

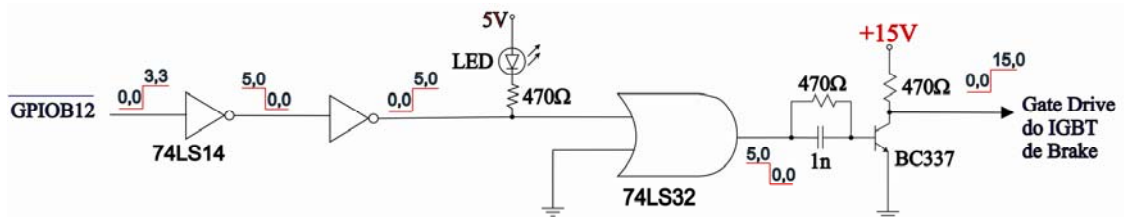


Figura 5.9 – Circuito de controle do circuito de frenagem.

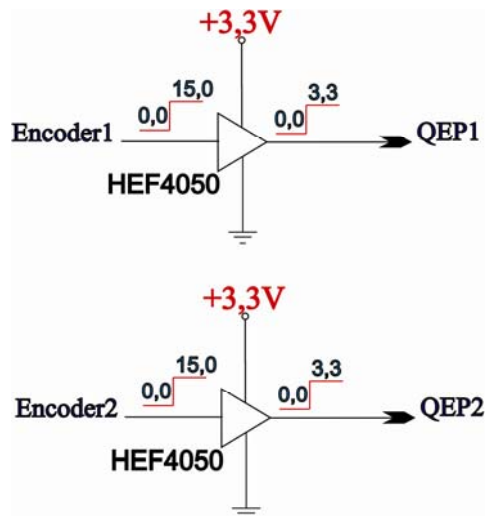


Figura 5.10 – Interface para leitura do sinal de encoder.

A figura 5.10 apresenta a interface de leitura dos dois sinais do *encoder* em quadratura. A saída do *encoder* se dá em 15 V_{dc}, impostos pela alimentação do *encoder* que é de 15 V. Para conectar estes sinais ao *DSP* foi então utilizado o circuito de *buffer* HEF4050 alimentado em 3,3 V, fazendo, deste modo, o casamento dos sinais do *encoder* com os pinos do *DSP*.

Esta interface foi colocada do lado digital do *DSP*, ou seja, tendo fontes de alimentação próprias no sentido de evitar a poluição do sinal analógico. E uma vez completada esta tarefa, passou-se para a interface analógica, que consiste dos circuitos de ganho para os sensores de corrente e de tensão, e a placa de condicionamento de sinal para entrada com conversor analógico-digital do *DSP*.

A figura 5.11 mostra o sensor de tensão de baixíssimo custo montado com amplificador operacional. Para o caso estudado, atuou de forma bastante satisfatória, embora este tipo de configuração não apresente isolamento galvânica, e, portanto, possibilita, em caso de falhas, o contato a tensão do *link dc* com o circuito de aquisição. Mas a utilização da entrada diferencial aliada às altas impedâncias colocadas em série garante uma boa isolamento para este conjunto. Neste sistema, a tensão na saída do circuito de acomodação é multiplicada por um fator de 0,015 V/V.

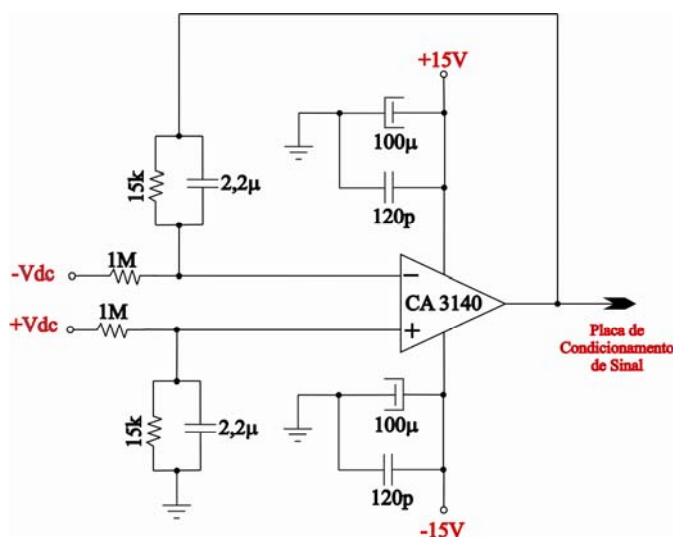


Figura 5.11 – Sensor de tensão com circuito de acomodação do sinal.

A figura 5.12 mostra o esquema de ligação para o sistema de leitura das correntes nas fases do motor. Para este trabalho foram lidas as três correntes, embora com a leitura de duas seja possível estabelecer o controle vetorial, isto porque o motor está ligado em estrela sem conexão de neutro.

Neste caso, cada corrente do motor é lida por um sensor de efeito *hall* e depois do circuito de acomodação, a tensão na entrada do circuito de condicionamento de sinal é dada pela multiplicação do fator 0,5 V/A pela corrente na fase do motor.

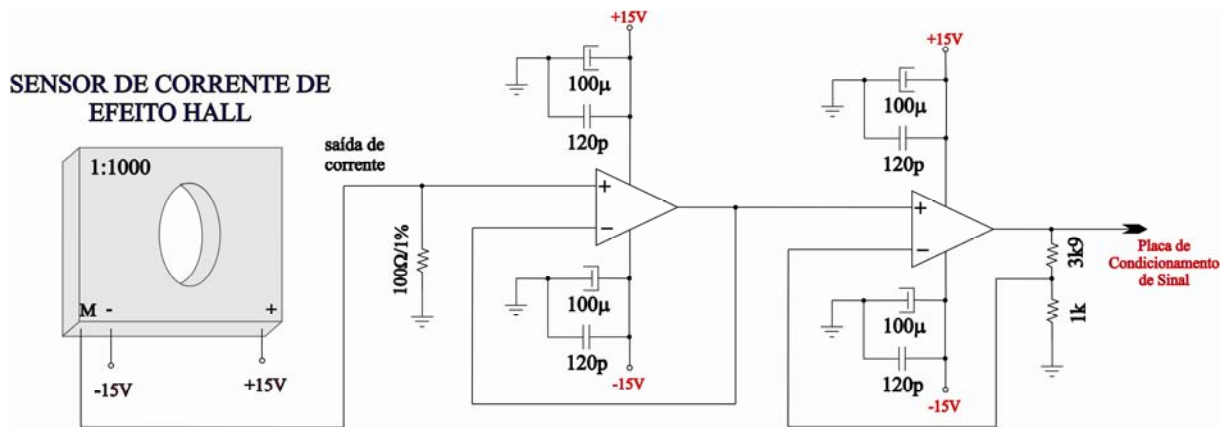


Figura 5.12 – Sensor de corrente e circuito de acomodação do sinal.

Estes dois sistemas de sensoriamento de corrente e tensão mostraram-se bastante robustos e confiáveis, fornecendo sempre na saída uma tensão que excursionsa de -10 a +10 V. Então, o próximo passo foi condicionar estes sinais de tensão para um nível de 0 a 3,3 V para que fossem lidos pelo conversor A/D do DSP.

A figura 5.13 apresenta o circuito de condicionamento de sinal. Todos sinais de corrente e de tensão precisam apresentar um nível de -10 a +10 V, e será devidamente manipulado para que este se estabeleça entre 0 e 3,3V. Foram construídas 8 circuitos, 1 para canal ADC do gerenciador de eventos *Event Manager A* do DSP. Os amplificadores operacionais (AO's) de precisão utilizados, OPA227, OPA335 e OPA364 são *rail-to-rail input/output*, sendo que os AO's OPA3x são especialmente projetados para trabalhar com níveis de tensão entre 1,8 a 5,4 V. Convém ressaltar, também, que todos os AO's para os cinco canais de aquisição montados foram doados pela *Texas Instruments (TI)* através do sistema de *samples*.

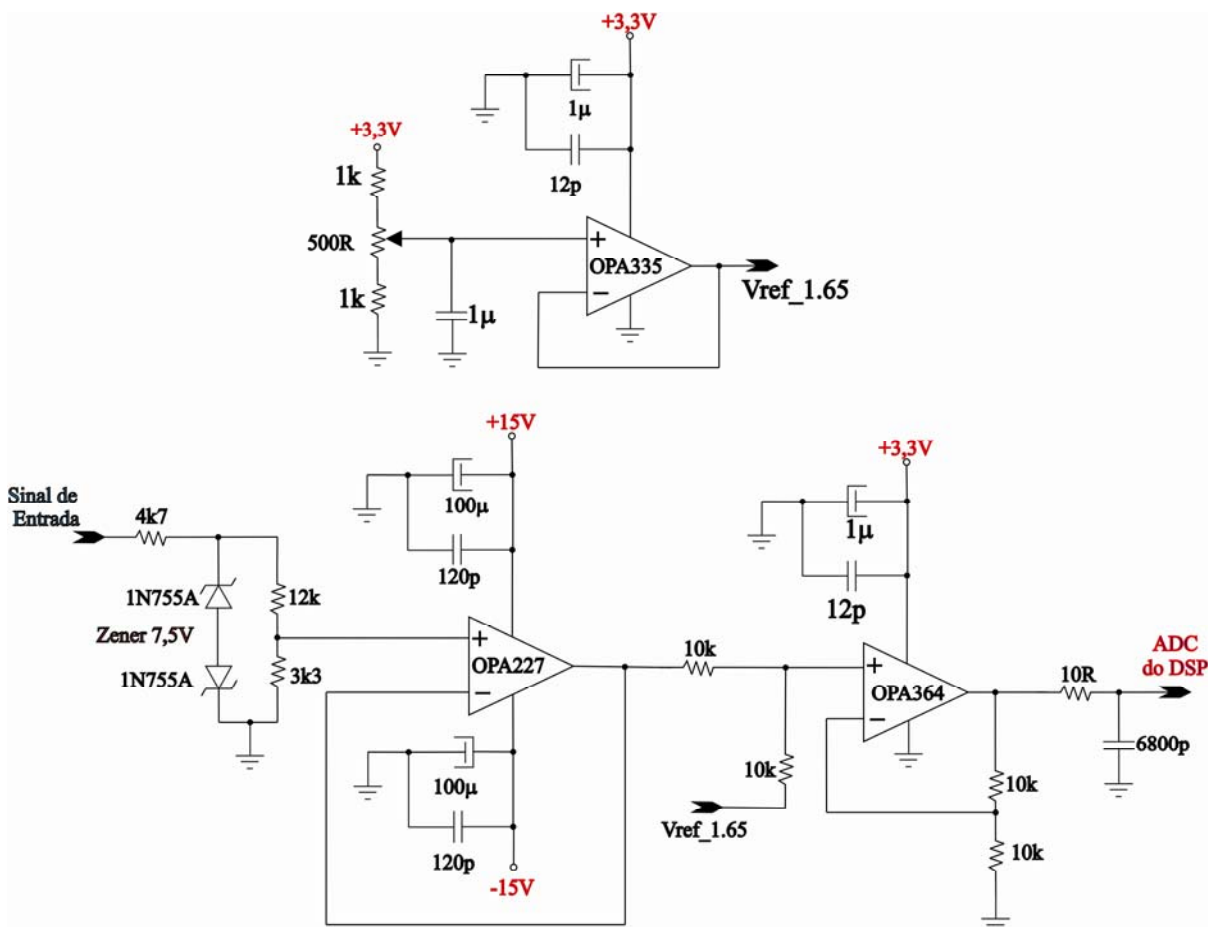


Figura 5.13 – Circuito de condicionamento de sinal.

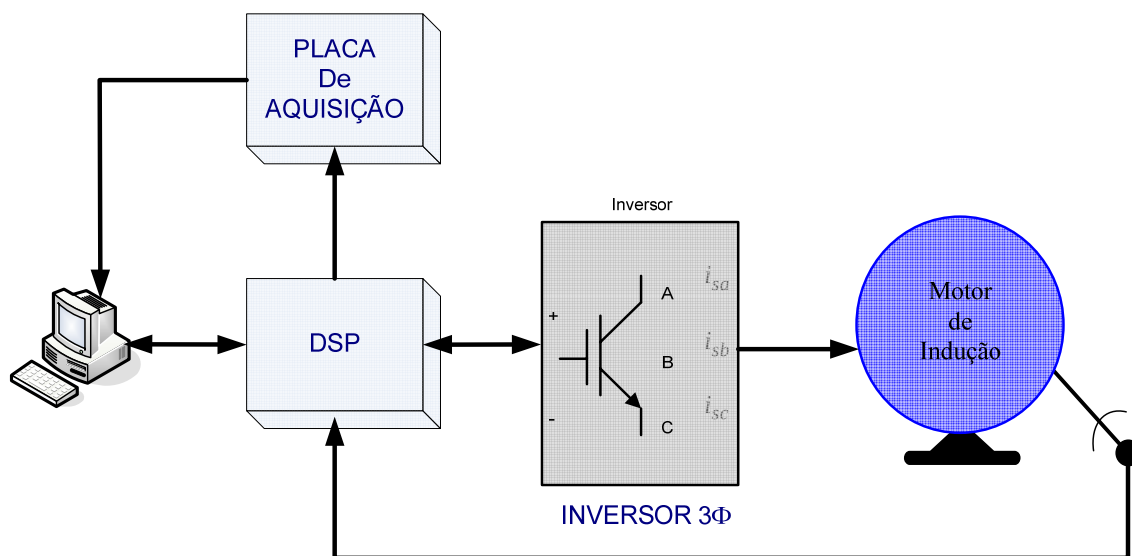


Figura 5.14 – Representação do circuito de controle.

Teve-se um cuidado especial em separar as alimentações das interfaces analógicas e digitais, evitando assim, interferências e a poluição do sinal analógico pelo chaveamento no lado digital. Para aquisição dos sinais foi utilizada a placa de aquisição fabricada pela *National Instruments PCI-6013* que possui oito canais analógicos diferenciais de entrada com capacidade de até 200 kS/s e 16 bits de resolução. A figura 5.14 mostra o esquema das conexões entre o computador, o DSP, a placa de aquisição e o inversor com o motor.

Dados da placa de aquisição:

PCI 6013 fabricada pela *National Instruments*;

16 canais analógicos a 200 kSamples/s;

Resolução: 16 bits;

5.6 Programação do *firmware*

Uma vez garantida a estabilidade e a robustez necessária para este trabalho, passou-se à fase de projeto e implementação da programação do *firmware*. Foi utilizada a linguagem de programação C, e trabalhou-se em todo o projeto utilizando o sistema de *ponto fixo*. Para o *DSP F2812*, as variáveis inteiras são definidas em 32 bits, e, portanto para cada valor utilizado, deve-se escolher a melhor representação possível, levando-se em consideração os valores máximos e mínimos, e a precisão desejada.

O programa do método alternativo de controle vetorial com enfraquecimento de campo com imposição do conjugado máximo por ampère em cada região de operação, representado na figura 3.11, demanda um tempo de processamento de 30 μ s para sua execução, e é comandado pelo registrador de *underflow*, *T1UFINT*, do *timer 1*, *T1PWM* define uma interrupção a cada 100 μ s, e conseqüentemente a uma taxa de amostragem de 10

kHz. A figura 5.15 mostra o fluxograma geral do programa. A rotina de atendimento à interrupção, mostrada na figura 5.16, está dividida em nove partes principais, a saber:

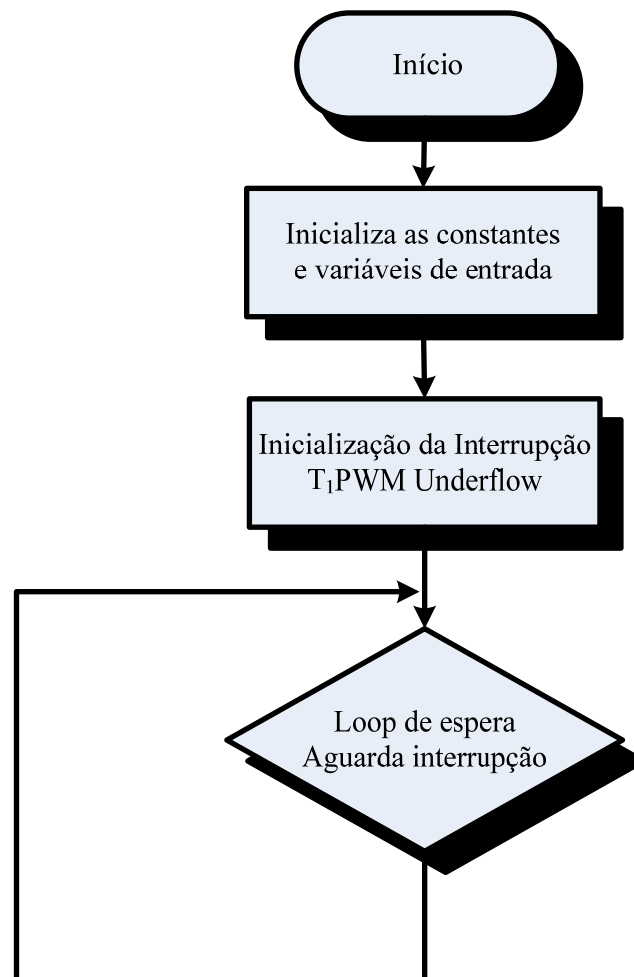


Figura 5.15 – Fluxograma geral do *firmware*.

a) *Aquisição de dados*: Este programa realiza a leitura de três canais A/D, *ADCINA3* para a corrente na fase *U*, *ADCINA4* para a corrente na fase *V* e *ADCINA1* para V_{dc} , e a interface do *encoder* em quadratura do *EVA*, *QEP1* e *QEP2*, a cada ciclo de interrupção. A aquisição de corrente é feita utilizando os circuitos das figuras, 5.12 e 5.13. A corrente na entrada pode ter um intervalo de -20 a 20 A, e o circuito de condicionamento prover a adequação do sinal para o DSP que é de 0 a 3.3 V. O circuito da figura 5.12 lê o sinal de

corrente e relaciona cada 1A em 0,5V. O circuito de condicionamento da figura 5.13 recebe o sinal do circuito da figura 5.12 e aplica ganho e deslocamento segundo a equação

$$v_{DSP} = \frac{3,3}{20,0} v_{in} + 1,50. \quad (5.1)$$

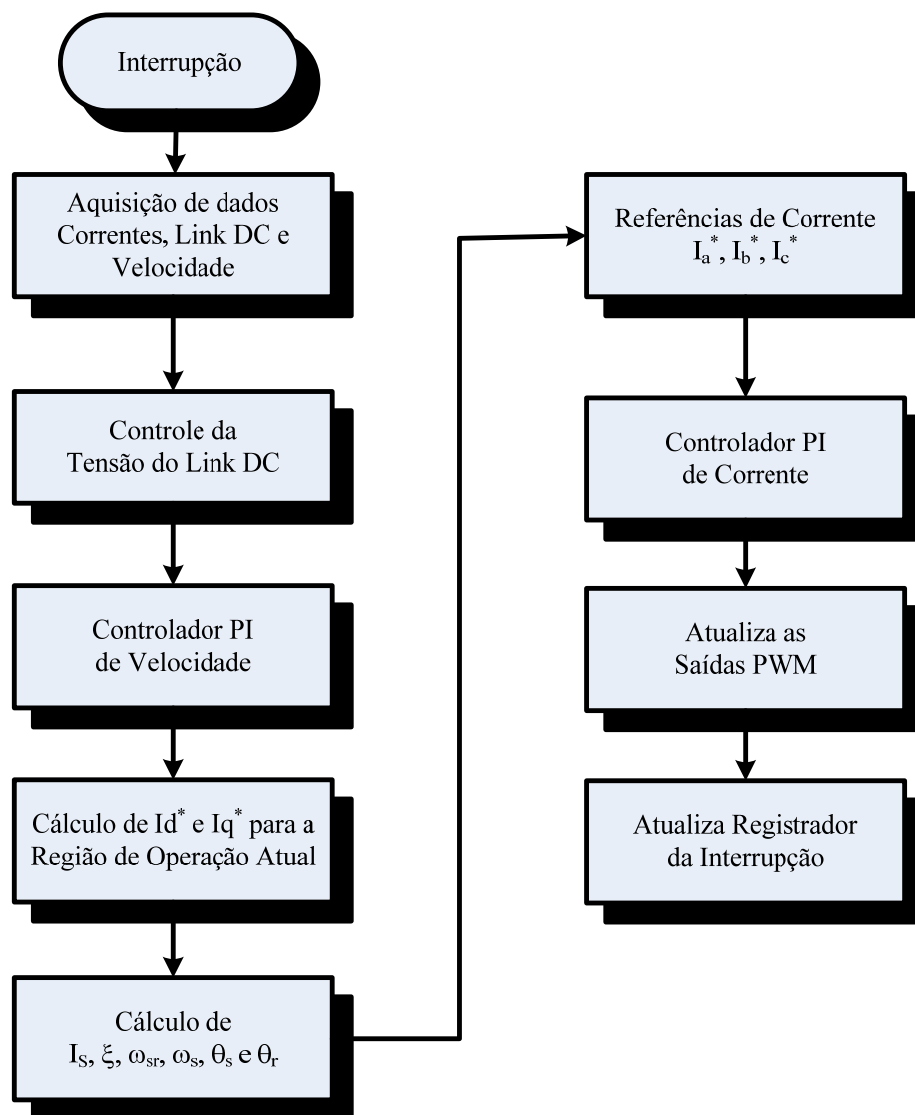


Figura 5.16 – Fluxograma da rotina de atendimento à interrupção.

Sendo v_{DSP} a tensão lida no pino A/D do DSP e v_{in} a tensão na entrada do sistema de condicionamento. Este sistema permite que a tensão em um pino AD do DSP atinja até 3,3V, mas mantém o valor centrado em 1,5V.

A aquisição do sinal de tensão é realizada pelo circuito da figura 5.11, a qual provê um ganho de 15,0/1000,0 para a tensão lida. Na sequência, este sinal é condicionado, assim como o de corrente, para níveis suportados pelo DSP, através do circuito da figura 5.13 e utilizando a equação 5.1.

Este sistema de aquisição foi testado antes de ser colocado em operação, e os valores de *offset* foram ajustados via *software*. Os valores lidos já estão em ponto fixo e na base Q15, em 16 bits com resolução de 12 bits, e, portanto em função de um valor de base, ou seja, em *pu*. Para a grandeza corrente elétrica, o valor de base, após os devidos ajustes via *software*, tornou-se 20,0 A, e a tensão, 625,0 V.

A aquisição de velocidade se dá em modo digital. O *encoder* utilizado é fabricado pela *Hengstler*, e apresenta os seguintes dados de placa: RI58-0 / 2000 ES · 42IB. Ou seja, este *encoder* é da classe *Standard*, possui 2000 pulsos por volta e deve ser alimentado com tensão contínua de 10 a 30 V_{dc} , o que neste caso utilizou-se 15 V. Os sinais de saída do *encoder* foram conectados aos respectivos pinos do DSP utilizando o circuito mostrado na figura 5.10. O QEP do DSP ativa o contador o registrador de contagem T2CNT do Timer2, e ativa/destiva o bit 14 do registrador GPTCONA dependendo do sentido de rotação motor.

Embora a interrupção seja requisitada a cada 100 μs e todo o controle seja efetuado a 10 kHz, a leitura da velocidade foi realizada a cada 20 ms, ou seja, 50 Hz. Isto foi necessário porque a constante de tempo mecânica do motor é muito grande, o que resulta em perda de

precisão na contagem dos pulsos, o qual é feito para cada borda de subida/descida dos sinais em quadratura do *encoder*.

Assim, o valor da velocidade do motor em *rpm* é calculada seguinte forma, em função da contagem dos pulsos do *encoder*:

$$\omega_r = \frac{\Delta Qep[pulsos]}{4 \times \left(\frac{20ms}{100\mu s} \right) \times 100\mu s} \times \frac{1}{2000 \left[\frac{pulsos}{rotação} \right]} \times 60 \left[\frac{s}{min} \right] = \frac{\Delta Qep}{200} \times 75[rpm] \quad (5.2)$$

A velocidade do motor em *pu*, tendo como base 1800 *rpm*, é

$$\omega_{r,pu} = \frac{\Delta Qep}{200} \times 75[rpm] \times \frac{1}{1800[rpm]} = \frac{\Delta Qep}{200} \times \frac{1}{24}. \quad (5.3)$$

O cálculo é realizado em ponto flutuante e depois transformado para ponto fixo na base Q25, em 32 bits.

b) Controle da tensão do elo cc: Este controle é realizado através da porta GPIOB12 do DSP, como mostrado na figura 5.9. Quando o bit está em nível alto, o resistor de frenagem está fora do circuito, e quando o está em nível baixo, ativa o resistor de frenagem. Este detalhe está associado ao nível de tensão no barramento *dc*. Caso a tensão ultrapasse 20% do valor nominal, o resistor de frenagem entra no circuito, dissipando a energia gerada durante a frenagem, evitando assim a sobrecarga nos capacitores do elo cc. Este procedimento evita picos de corrente nos enrolamentos do motor. O resistor de frenagem é retirado do circuito quando a tensão do elo cc reduz-se a 5% acima de seu valor nominal. As variáveis de controle, e a própria tensão *dc* são definidas como variáveis em ponto fixo na base Q25, em 32 bits.

c) *Controlador PI de velocidade*: Após a leitura e a filtragem da velocidade, calcula-se o erro em relação ao valor de referência, e aplica-o ao controlador *PI*. Esta fase da implementação do *firmware* foi marcada por muitas dificuldades quanto à seleção do ganho de cada controlador. Necessitou-se que todo o sistema de controle fosse cuidadosamente simulado no ambiente *SimPowerSystem*, e a partir da análise, ajustou-se corretamente os valores de cada constante do controlador. Chegou-se aos seguintes valores, isso para o sistema em pu: $K_p = 65,0$ e $K_i = 200,0$. Transformando esses valores para as respectivas bases em ponto fixo, Q24 e Q23, necessitou-se, ainda, saturar cada ramo do controlador. Ou seja, incluir um saturador para o ramo proporcional e outro para o integral, e ainda um terceiro para a saída do controlador. Estabeleceu-se que o valor de saída do controlador seja saturado nos limites da base Q24, $[-128 \text{ a } +128\text{-LSB}]$. O integrador foi implementado utilizando a regra *trapezoidal*, como mostrado na figura 5.17.

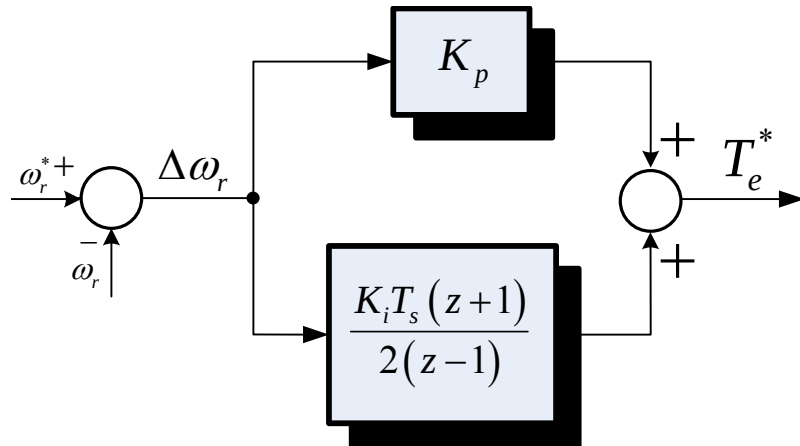


Figura 5.17 – Esquema geral do controlador *PI* de velocidade.

d) *Cálculo das correntes de referência no referencial síncrono, I_d^* e I_q^** : Para que as correntes de referência sejam calculadas corretamente, é necessário, primeiramente, identificar o ponto onde o regime de enfraquecimento de campo irá começar. Para isto, utiliza-se a equação 4.18. Para os testes iniciais e validação do modelo proposto optou-se, por

motivo de segurança e conveniência, trabalhar com um valor reduzido da tensão no *link dc*, 400 V, ao invés de 540 V. Deste modo, o valor de ω_0 é determinado em 38 Hz ou 0,6367 *pu* do valor nominal do motor, e corrente máxima de 10,5 A de pico. A partir deste ponto, definem-se, então, duas regiões de operação: região de baixa velocidade, para frequência das correntes do estator abaixo ou igual a 38 Hz, e região de enfraquecimento de campo, para frequências entre de 38 e 156 Hz, como já definidas no capítulo IV.

Alguns ajustes matemáticos foram necessários para acomodar as equações 4.17 e 4.18 que são as correntes de eixo direto, I_d^* , e quadratura, I_q^* , respectivamente, impostas ao motor. Desta forma, a equação (4.17) tornou-se

$$I_{sd}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{max}}{\omega L_s}\right)^2 - (\sigma I_{max})^2}{1 - \sigma^2}} = \sqrt{K_1 \times \frac{1}{\omega_{s,pu}} - K_2}, \quad (5.4)$$

e a equação 4.18,

$$I_{sq}^* = \sqrt{\frac{I_{max}^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega L_s}\right)^2}{1 - \sigma^2}} = \sqrt{K_3 - K_1 \times \frac{1}{\omega_{s,pu}}}, \quad (5.5)$$

Onde K_1 , K_2 e K_3 são constantes que dependem dos parâmetros da máquina e dos valores máximos permitidos de corrente e tensão, e valem, respectivamente, 5,8241, 0,4268 e 110,6768, que em Q24, 32 bits, valem, 97711648L, 7161009L e 1856849073L, respectivamente.

Para a região de baixa velocidade, os valores máximos de I_d^* e I_q^* são constantes e valem respectivamente, 3,733 A e 9,277 A, o que corresponde a 0,18665 pu e 0,46385 pu, respectivamente, ou ainda, 3131467L e 7782112L, respectivamente, em Q24, 32 bits.

Convém ressaltar, que os valores descritos acima são os valores máximos permitidos pelo controlador de corrente, que I_d^* será o valor adotado para impor fluxo máximo em qualquer região de operação. Mas para a corrente I_q^* , este valor será o valor de saturação para o controlador de corrente.

e) *Cálculo do vetor corrente:* Na composição do vetor corrente do estator é necessário conhecer as grandezas que o compõe, isto é, a magnitude, I_s , a frequência, ω_s , e a defasagem, ξ . Estes valores são calculados a partir do método alternativo de controle vetorial indireto no referencial síncrono, através do conjunto de equações 3.54 a 3.56. A velocidade síncrona foi calculada a partir da velocidade de escorregamento, ω_{sr} , calculada pela equação 3.56, somada com a velocidade elétrica do motor, ω_r . Assim

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sr} \quad (5.6)$$

e em pu,

$$\omega_{s,pu} = \omega_{r,pu} + \omega_{sr,pu} = \frac{\Delta Qep}{200} \times \frac{1}{24} + \frac{i_q^*}{i_d^*} \times \frac{1}{\tau_r} \times \frac{1}{2\pi f_{base}} = K_4 \times \Delta Qep + K_5 \times \frac{i_q^*}{i_d^*} \quad (5.7)$$

onde K_4 e K_5 estão na base Q24, 32 bits.

Para que este vetor de corrente seja aplicado aos enrolamentos do motor, é necessário que o mesmo seja transformado para o referencial estatórico, e, portanto, precisa-se calcular a

posição, θ_s , deste vetor neste referencial. Para isto, utilizou-se o método de integração discreta pura através do método trapezoidal, como mostrado na equação 5.8.

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \frac{T_s}{2}(\omega_k + \omega_{k-1}) \quad (5.8)$$

Onde θ_k representa θ_s no instante atual e ω_k , ω_s . Isto também vale para o instante anterior, $k-1$.

A partir de tentativas e erros, conseguiu-se chegar a uma estrutura matemática satisfatória que resolvesse o problema da integração da velocidade sem perder a qualidade do sinal integrado. A estrutura final mostrou-se bastante satisfatória e eficiente. Assim, optou-se por resolver este item do controle em valores reais ao invés de valores em *pu*. Assim, na equação 5.8, θ_s foi definido na base Q24, ω_s , na base Q19 e T_s na base Q31. Após cada interação, o valor de θ_k é ajustado para configurar no intervalo de $[-2\pi, +2\pi]$. Uma vez que θ_s já está calculado, então é só encontrar θ_r , que é o defasamento angular da corrente do estator, somando-se ξ ao θ_s . Com o valor de θ_r em mãos, encontram-se as referências de correntes de fase, i_a^* , i_b^* e i_c^* , que deverão ser impostas ao motor, através das equações 3.57 a 3.59. A figura 5.18 mostra um esquema geral do controlador *PI* de corrente para a fase *a*, sendo que as outras fases apresentam o mesmo esquema.

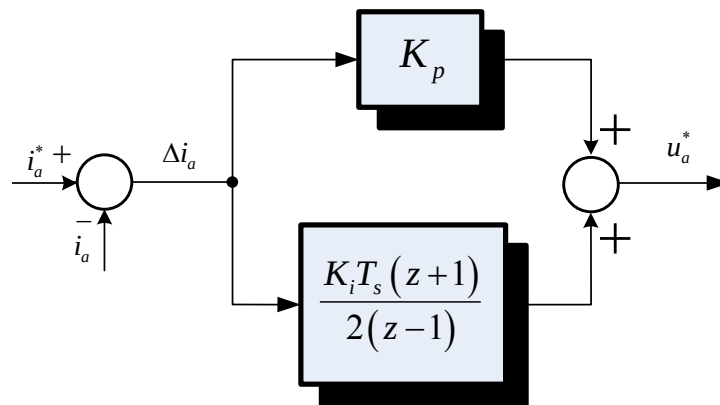


Figura 5.18 – Controlador *PI* de corrente para a fase *a*.

Sendo as entradas no controlador em pu , à constante K_p foi atribuído valor alto, 10, e como as correntes estão no referencial estático, valor alto a K_i , 5000, aumentando assim, a largura de banda do PI , $\omega_{PI}=K_i/K_p=1000$ [rad/s], para proporcionar a passagem das altas frequências de corrente. As saídas u_a^* , u_b^* e u_c^* são saturadas em 0,95.

As tensões de referência são impostas ao inversor através dos registradores PWM , $CMPR1$, $CMPR2$ e $CMPR3$ do gerenciador de eventos, *Event Manager A (EVA)*, do DSP . O registrador de interrupção é novamente reinicializado e a interrupção é chamada novamente, assim como mostrado na figura 5.15.

O *firmware* foi configurado para trabalhar em tempo real (*real-time mode*), permitindo, assim, a alteração, leitura e verificação de parâmetros durante a execução do software.

Esta rotina de programação mostrou-se bastante confiável e robusta, conseguindo aplicar um degrau de velocidade como referência, sem afetar a qualidade do controle.

5.7 Verificação experimental e validação da metodologia proposta

Após a montagem dos circuitos e do *firmware* já apresentados nas seções anteriores, passou-se à verificação experimental da metodologia de controle vetorial indireto proposta para as diversas regiões de operação do motor.

A validação do modelo de controle vetorial indireto para a região de enfraquecimento de campo proposto foi realizada levantando as curvas de corrente de eixo direto, i_d , de eixo em quadratura, i_q , e conjugado, T_e , para diversas regiões de operação do MIT, focando principalmente a operação em enfraquecimento de campo. Não se utilizou sobremodulação,

ou seja, o controle o controlador PI de corrente trabalha apenas com índice de modulação menor que 1.

Foram realizados dois tipos de ensaio. No primeiro, aplicou-se um degrau de velocidade, e foram adquiridos os dados de corrente, velocidade e tensão no barramento dc durante dez segundos a uma taxa de amostragem de 10 kHz. No segundo, os dados foram coletados a cada 0,1 pu de velocidade no intervalo de 0,1 a 2,0 pu, operando o motor sempre em condições de fluxo rotórico constante.

O sistema utilizado possui apenas três canais de *DAC/PWM* de saída. Ou seja, os sinais são modulados por *PWM* na saída, com frequência de 750 kHz, e filtrados por um circuito RC de frequência de corte em 2200 Hz.

A figura 5.19 apresenta os perfis da velocidade do motor e da velocidade síncrona para aplicação do degrau de velocidade de 0,1 a 2,0 pu e de 2,0 a 0,1 pu para motor operando sob carga de 0,3 pu. Esta é a carga máxima permitida para velocidade de 2,0 pu. Apresenta, também, o perfil da corrente i_d , durante a aplicação dos degraus. A figura 5.19 (a) mostra que o controle vetorial alternativo indireto consegue levar o motor de uma região de baixa velocidade até a região de enfraquecimento de campo, sem oscilações, e em um intervalo de tempo menor que 5 segundos.

A figura 5.19 (b) mostra o perfil da corrente i_d para o mesmo degrau, e pode-se perceber que durante o transitório de velocidade esta componente de corrente sofre dessintonia. Isto já é esperado, pois o método alternativo de controle vetorial com maximização do conjugado foi projetado para operações com fluxo rotórico constante. No entanto, apesar da dessintonia durante os transitórios, o controle é capaz de levar o motor à referência desejada, e a corrente i_d restabelece-se ao valor de referência. É importante frisar

que controle vetorial indireto não possui malha de corrente interno ao controle, e por isso nem sempre é possível atracar o sinal de referência de corrente com o sinal real lido do motor, como acontece neste caso, com a componente de corrente i_d durante o transitório.

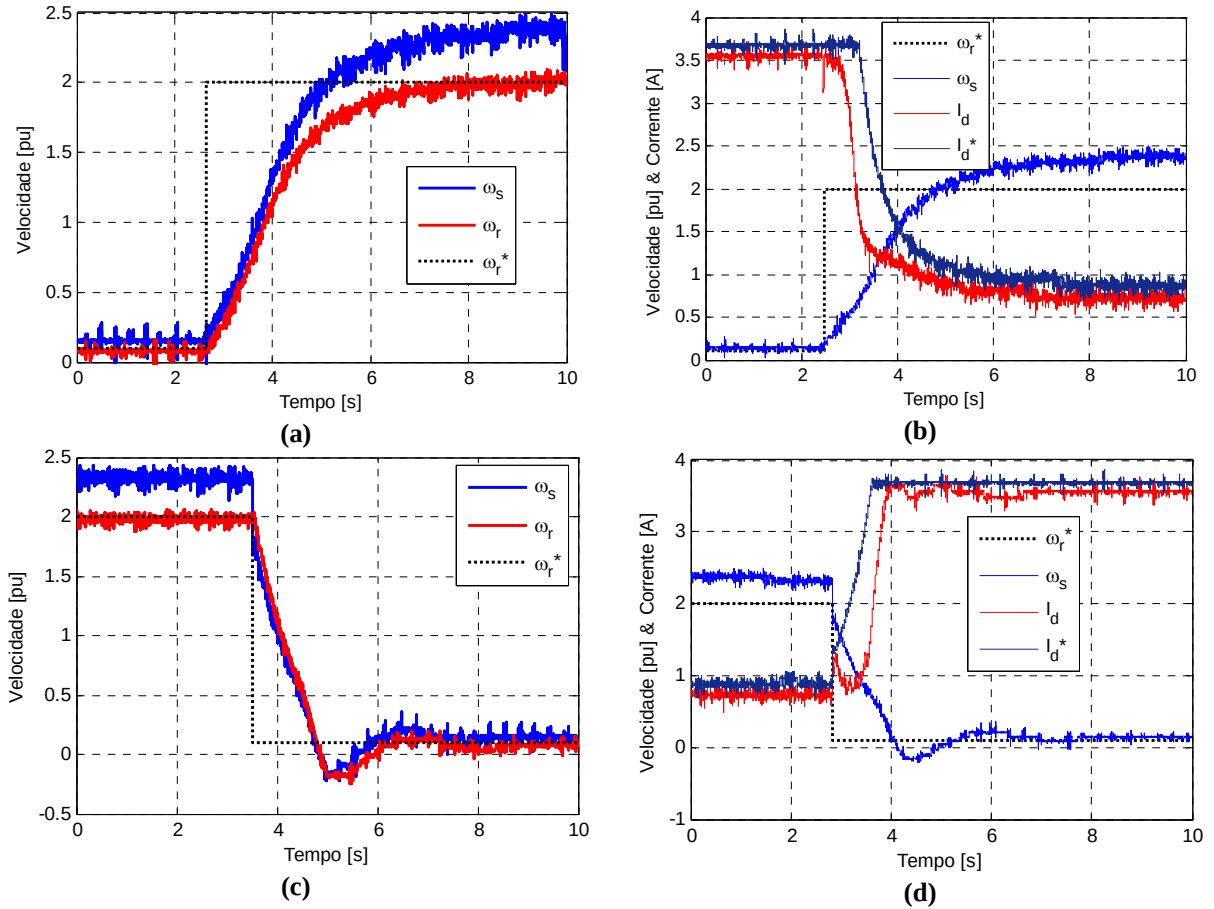


Figura 5.19 – (a) e (b) Degrau de velocidade: 0,1 a 2,0 pu; (c) e (d) degraude velocidade: 2,0 a 0,1 pu. Em todos os casos, carga de 0,3 pu.

A figura 5.19 (c) apresenta o degraude 2,0 a 0,1 pu, mostrando que o controle é capaz de levar o motor de 2,0 pu, em regime de enfraquecimento de campo, para 0,1 pu, em baixa velocidade. Novamente, o controle consegue levar o motor para a referência desejada, mesmo passando por regiões de frenagem. A figura 5.19 (d) mostra que também há dessintonia no fluxo rotórico, como no caso anterior. Mas, o controle consegue estabelecer o nível de corrente i_d em regime permanente.

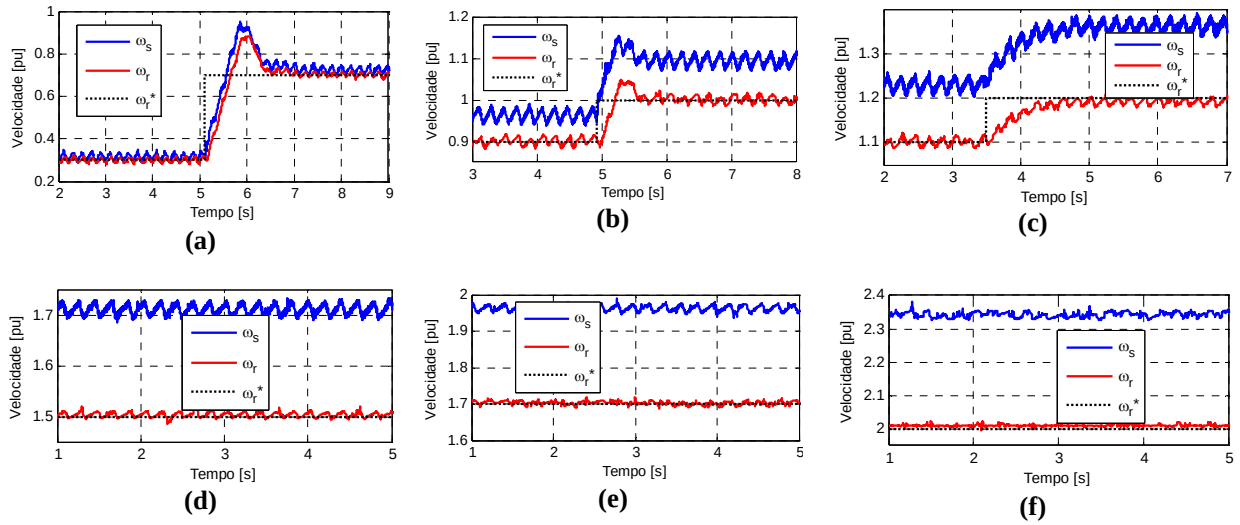


Figura 5.20 – Situações de operação em regime permanente.

A figura 5.20 apresenta diversas situações de regime permanente, desde situações de baixa velocidade até o regime de enfraquecimento de campo, para motor operando com carga. O sistema experimental consegue aplicar carga máxima apenas para situações de enfraquecimento de campo para velocidades acima de 1,2 pu de velocidade, uma vez que a carga aplicada ao motor é dependente da velocidade. Estas situações têm o objetivo de comparar os dados experimentais de velocidade, corrente e conjugado com os estudos teóricos em situações de regime permanente. Na figura 5.20 (a) mostra operação na região de baixa velocidade, e a transição para a região de enfraquecimento de campo. A figura 5.20 (a)-(b) mostram situações em regime de enfraquecimento de campo com conjugado máximo por ampère imposto ao motor. As figuras 5.20 (d)-(f) mostram as operações em regime de enfraquecimento de campo com conjugado máximo por ampère aplicado ao motor. Observa-se que o controle vai atuando sobre a velocidade de escorregamento para comportar o conjugado de carga imposto ao motor.

As situações apresentadas, tanto para operação em vazio, como operação com carga, mostram que o controle pode levar o motor para qualquer referência dentro das regiões de operação desejada.

A partir dos dados da figura 5.20 foram levantadas as curvas da figura 5.21, para operação em regime permanente. A figura 5.21 (a) mostra o perfil da corrente i_d , que também é o perfil do fluxo rotórico, para operações de baixa velocidade e regime de enfraquecimento de campo. Pode-se perceber que o controle vetorial alternativo indireto consegue aplicar o fluxo máximo, ou seja, a componente de corrente i_d que maximiza o conjugado em cada ponto de operação. O valor i_d médio é calculado a partir dos valores reais lidos durante cada ponto de operação. Este é um dado importante, pois o conjugado produzido pelo motor é diretamente proporcional à componente i_d e à componente i_q , como mostrado na equação 4.13.

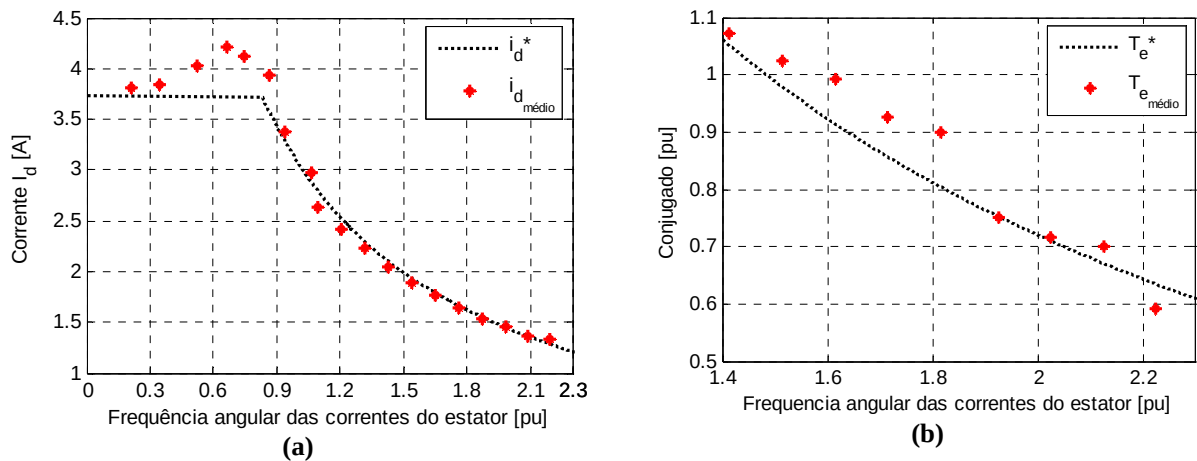


Figura 5.21– (a) Comparação entre a corrente i_d lida do motor e a corrente i_d de referência em regime permanente; (b) Comparação entre a curva de conjugado máximo para velocidades de 1,2 a 2,0 pu.

A figura 5.21 (b) apresenta a curva de conjugado máximo aplicada ao motor. A partir da aquisição das correntes e do ângulo ξ são calculadas as componentes de correntes, i_d e i_q , e, então, calcula-se o conjugado do motor. O sistema de carga existente não consegue aplicar a

carga máxima em todos os pontos de operação, mas consegue aplicar para velocidades do motor acima de 1,2 pu. Para estas velocidades, de 1,2 até 2,0 pu, foram levantados os valores de conjugado máximo, e os valores médios para cada ponto de operação foram comparados como os valores teóricos. Pode-se perceber que os resultados apresentam-se próximos aos valores teóricos, apresentando poucas variações com relação aos mesmos. Pode-se concluir que o controle vetorial alternativo consegue impor o conjugado máximo por ampère ao motor em cada ponto de operação.

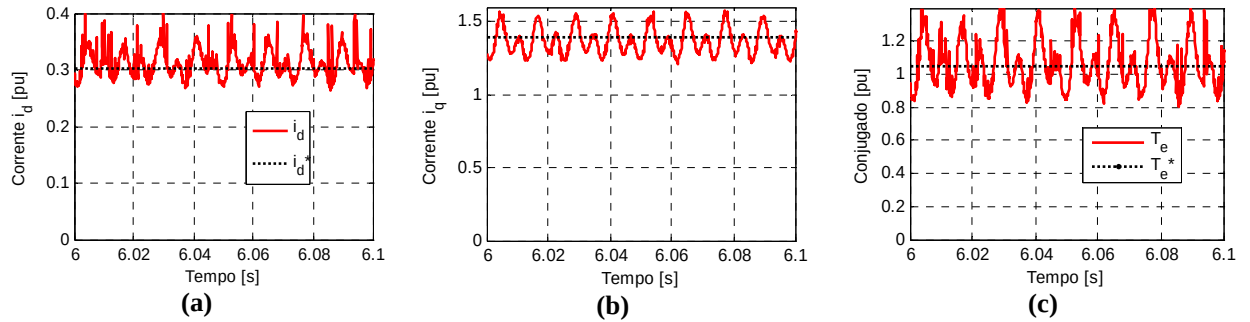


Figura 5.22 – Curvas de: (a) corrente i_d , (b) corrente i_q , (c) conjugado, para 1,2 pu de velocidade do motor.

As figuras 5.22 e 5.23 mostram situações de regime permanente das curvas de corrente e conjugado. Elas mostram que apesar do controle manter, em média, os valores de fluxo rotórico e de corrente i_q , que compõem o conjugado máximo por ampère, ocorrem oscilações no conjugado devido à falta de atracamento entre a componente de fluxo de referência e a componente de fluxo estimada do motor, e também devido à dessintonia entre a componente de corrente i_q de referência e a componente i_q lida do motor. Isto acontece porque o método alternativo de controle vetorial indireto não apresenta malha de realimentação de corrente interna ao controle, ficando, desta forma, susceptível às variações paramétricas, e a outros distúrbios que possa vir a causar desatracamento entre o valor de referência o e valor real.

A figura 5.22 mostra os dados para MIT operando em 1,2 pu de velocidade com carga máxima permitida pelo método utilizado. A figura 5.22 (a) mostra as componentes, i_d e i_d^* , de corrente. Percebe-se que o valor lido oscila em torno do valor teórico. As componentes, i_q^* e i_q , figura 5.22 (b), também apresentam valores médios bastante próximos, resultando numa curva de conjugado oscilatório, mas com valor médio próximo do valor real, figura 5.22 (c).

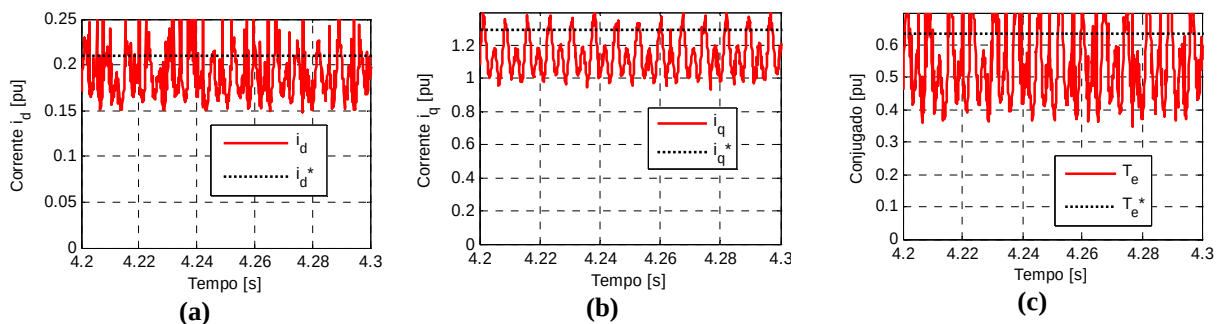


Figura 5.23 – Curvas de: (a) corrente i_d , (b) corrente i_q , (c) conjugado, para 2,0 pu de velocidade do motor.

A figura 5.23 apresenta as curvas de corrente de eixo direto, quadratura e conjugado eletromagnético para motor operando em 2,0 pu de velocidade. Para este caso, MIT operando no limiar da região de enfraquecimento de campo, o controle já não consegue aplicar os valores de corrente corretamente, gerando um erro, embora pequeno, em regime permanente nas componentes de corrente, i_d , e i_q , e, conseqüentemente, no conjugado.

Estas figuras, 5.22 e 5.23, mostram que, embora o motor seja levado às regiões de operação desejadas, e fazendo isto com eficiência, como foi mostrado nos resultados experimentais, a falta de realimentação das componentes de corrente, i_d e i_q , no controle vetorial indireto leva a oscilações nas correntes de fase do motor, ocasionando oscilações no conjugado da máquina. Embora estas oscilações são causas de aquecimento no motor, não se observou instabilidades no sistema de controle montando em DSP.

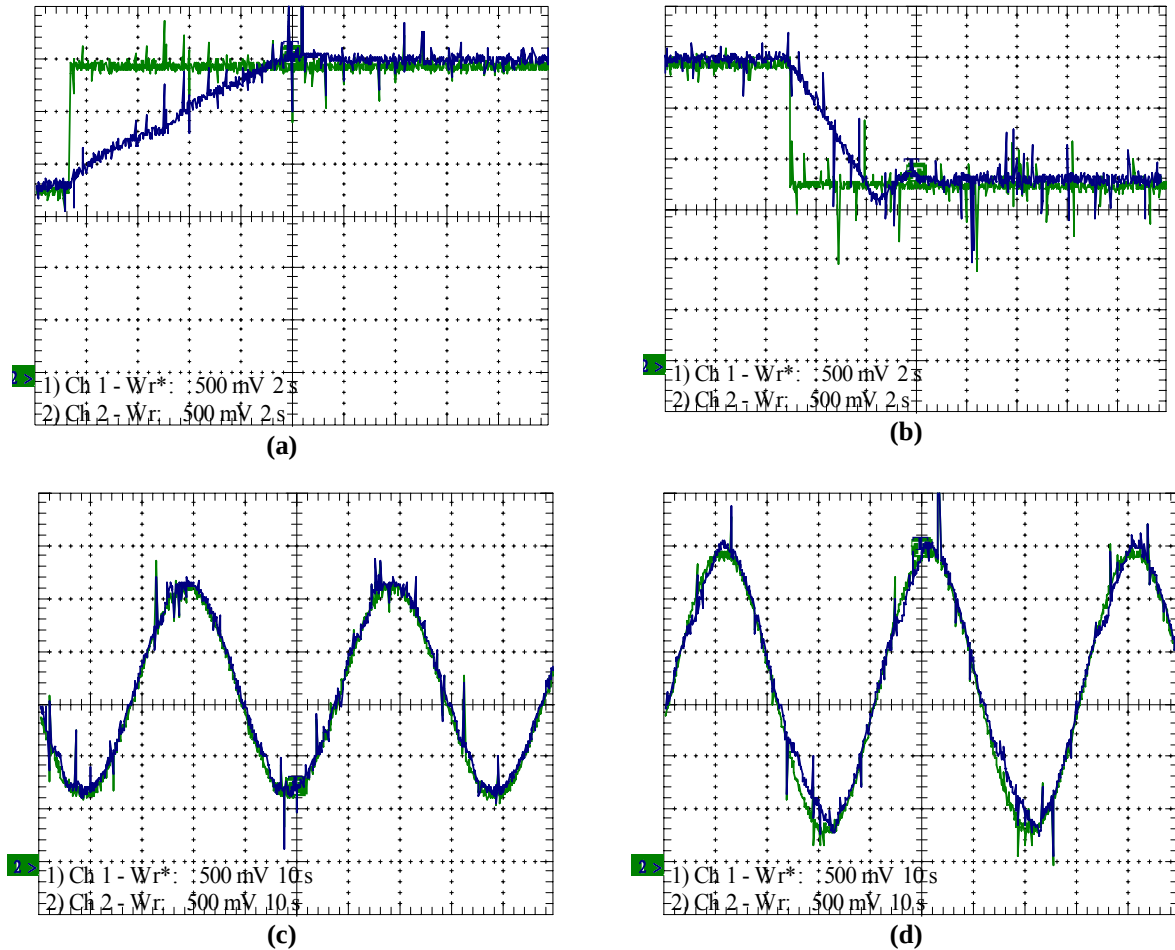


Figura 5.24 – (a) Degrau de velocidade [0,2-2,0 pu]; (b) Degrau de velocidade [2,0-0,2 pu]; (c) Referência de velocidade senoidal [-1,5 a 1,5 pu] $T=40s$; e (d) Referência de velocidade senoidal [-2,0 a 2,0 pu] $T=40s$. Em todos os casos, o motor está a vazio.

As figuras 5.24 (a) e (b) mostram a resposta do controle vetorial ao degrau de velocidade com motor operando em vazio. A saída é realizada através de sinais PWM, onde 3,30 V representa 2,5 pu de velocidade e 1,65 V, 0,0 pu e 0,0 V, -2,5 pu. O sinal é então filtrado através de um filtro RC, $f_c = 2,2$ kHz. Pode-se perceber que o controle é capaz de levar o motor desde de uma região de baixa velocidade até a região limite de enfraquecimento de campo que neste caso é 2,0 pu de velocidade do motor. A limitação da corrente em 1,5 pu faz com que a aceleração do motor seja limitada, levando 10 s para atingir 2,0 pu de

velocidade, como mostrado na figura 5.24 (a). A desaceleração também é limitada, figura 5.24 (b), e leva em 6,0 até a estabilização da velocidade. Pode-se perceber por estas figuras que as curvas de aumento e redução de velocidade são lineares, o que apontam para um bom desempenho do método alternativo de controle vetorial utilizado neste trabalho.

As figuras 5.24 (c) e (d) mostram a atuação do controle da velocidade do motor, onde a referência, em verde, é senoidal, para motor operando em vazio. A referência varia de -1,5 a 1,5 pu na figura 5.24 (c), com uma frequência de 0,025 Hz. Esta velocidade, assim como na figura 5.9 (a), é limitada pelo valor da corrente máxima permitida ao motor. A figura 5.24 (d) mostra a atuação do controle para a referência variando entre -2,0 pu e 2,0 pu de velocidade, também com frequência de 0,025 Hz. Todos os testes foram realizados com o motor sem carga. Os resultados apresentados apontam para o bom desempenho do método alternativo de controle vetorial com maximização do conjugado por ampère proposto.

A figura 5.25 apresenta o comportamento do método sob degrau de carga. A figura 5.25 (a) mostra o a resposta do conjugado do motor, em vermelho, quando aplicado um degrau de carga de 0,38 pu, em verde, ao motor quando o mesmo está operando com velocidade de 2,0 pu, ou seja, em regime de enfraquecimento de campo. A figura 5.25 (b) mostra o comportamento das correntes de estator quando da retira de carga em degrau, no instante de 2,0 s. As figuras, 5.25 (c) e (d), mostram o comportamento do conjugado do motor e das correntes de estator, respectivamente, quando da aplicação da carga em degrau. As figuras, 5.25 (e) e (f), apresentam detalhes das correntes de estator quando em vazio e na carga correspondente ao conjugado máximo, respectivamente, para velocidade de operação de 2,0 pu. Os resultados mostram que o controle responde de maneira satisfatória à imposição de carga em operação em regime de enfraquecimento de campo.

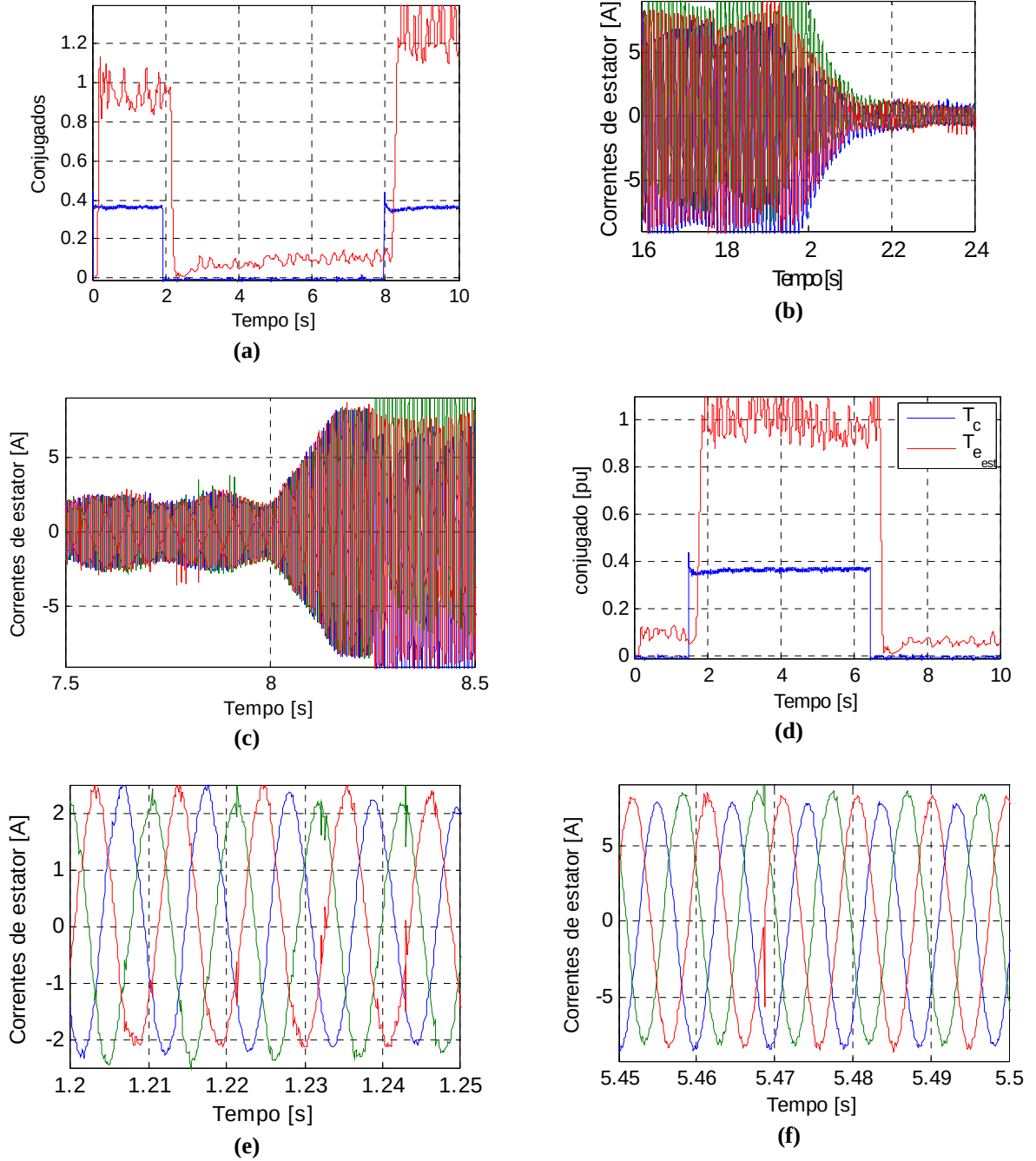


Figura 5.25 – Respostas ao degrau de carga para operação em 2,0 pu de velocidade; (a) Degrau de velocidade [0,2-2,0 pu]; (b) Referência de velocidade senoidal [-1,5 a 1,5 pu] T=40s; (c) Degrau de velocidade [2,0-0,2 pu]; e (d) Referência de velocidade senoidal [-2,0 a 2,0 pu] T=40s.

5.8 – Conclusão

Este capítulo teve como objetivos apresentar a montagem dos protótipos do método alternativo de controle vetorial indireto com a maximização da produção de conjugado por ampère. Foi apresentado o processo de desenvolvimento das interfaces de hardware e de software. E foi mostrada, também, a validação experimental da modelagem proposta.

A interface de hardware foi desenvolvida tendo o cuidado de manter a configuração sempre confiável e livre de ruídos, e isto foi atingido, separando-se os circuitos digitais dos analógicos, e aumentando-se a faixa de excursão do sinal dos sensores, de modo que, o maior valor lido do sensor correspondesse ao valor máximo da faixa de operação do DSP.

O *firmware* foi desenvolvido para possibilitar a intervenção em tempo real via computador e o *software Code Composer Platinum 3.1* da *Texas Instruments*. O software mostrou-se robusto em tempo real. Através da interface paralela com o computador, via Code Composer, foi possível monitorar o comportamento dos PI's e de outras grandezas, necessárias ao bom funcionamento do controlador.

A interação hardware/software foi testada muitas vezes, e corrigidos os erros, mostraram-se eficientes na execução da tarefa proposta. Deste modo, pode-se avaliar exaustivamente o método de controle vetorial alternativo proposto, onde se pretende maximizar a relação conjugado por corrente aplicada ao motor.

Os resultados experimentais validam a metodologia proposta, e mostram que o método alternativo de controle vetorial indireto, a despeito de sua simplicidade, pode ser utilizado no acionamento de motores de indução trifásicos em diversas regiões de operação. Mostram ainda, que o controle, a despeito de sua modelagem ter sido feita apenas para situações com

fluxo rotórico constante, pode operar satisfatoriamente o motor em uma ampla faixa de velocidade. Os resultados mostraram que o controle apresenta robustez necessária para levar o motor para qualquer região de operação em degrau de velocidade. Mostraram, também, que as operações de regime permanente não são afetadas pelas dessintonias das componentes de corrente durante os transitórios de velocidade. E mesmo havendo tais dessintonias, o método alternativo de controle vetorial consegue estabilizar o motor, em regime, nas referências impostas. E consegue, também, responder aos conjugados de carga que resultam em conjugados eletromagnéticos máximos para os pontos de operação determinados, respeitando os limites impostos ao motor, e aplicando sempre o fluxo rotórico no seu valor máximo.

Os resultados mostraram, também, que há oscilações no conjugado devido à falta de realimentação das componentes, i_d e i_q , de corrente no controle vetorial. Mas os valores lidos oscilam em torno do valor de referência, o que resulta num valor de conjugado que também oscila em torno do valor de referência preestabelecido.

De um modo geral, o método alternativo de controle vetorial com as modificações para impor o conjugado máximo por ampère consegue desempenhar corretamente a função de maximizar o conjugado para os pontos de operação desejados, em regime permanente, atuando de forma robusta nos transitórios de velocidade e de carga.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões Finais

Esse trabalho teve como objetivo analisar o comportamento do motor de indução trifásico sob diferentes condições de operação, considerando os efeitos da saturação magnética. Foram mostrados, principalmente na operação em regime de enfraquecimento de campo, os efeitos decorrentes nas grandezas elétricas e magnéticas do motor. Com o intuito de analisar o comportamento da máquina, implementou-se o método alternativo de controle vetorial indireto em DSP, juntamente com uma estrutura de imposição do conjugado máximo por ampère.

Foi apresentada uma resenha das principais contribuições da literatura científica internacional na área de enfraquecimento de campo em motores, com atenção especial em motores de indução trifásicos, mostrando que o tema é atual, e tem aplicação prática.

Foi mostrado o desenvolvimento da bancada experimental que utiliza o *DSP* da *Texas Instruments*, *TMS320F2812*, com o kit de desenvolvimento, *EzDSP F2812*, e as demais placas de conexão com o conversor de potência, o sistema de condicionamento e aquisição de sinais. Foi apresentado, ainda, o algoritmo completo das rotinas que foram desenvolvidas para DSP, e alguns resultados experimentais foram coletados mostrando a viabilidade do sistema. Também foram mostrados os casos de dessintonia gerados principalmente pelo tipo de equacionamento usado para o controle vetorial e para a estrutura de maximização de conjugado.

O trabalho possibilitou também analisar o comportamento da máquina acionada pela estratégia de controle vetorial indireto com imposição do conjugado máximo por ampère. Nas abordagens foram analisados diversos pontos de operação, de baixas velocidades e regime de enfraquecimento de campo.

Foram apresentados os modelos matemáticos vetorial e a,b,c da máquina utilizada, onde a saturação magnética foi incluída. A modelagem a,b,c foi desenvolvida no referencial próprio oferecendo forte sentimento físico sobre o comportamento das grandezas.

Foi desenvolvida a metodologia para imposição do conjugado máximo por ampère para o método alternativo de controle vetorial a partir das equações vetoriais do motor de indução em regime permanente. A partir da análise destas equações foram definidas as referências das componentes de corrente, i_d e i_q , que resultariam no conjugado máximo por ampère em cada região de operação do motor.

Foi realizado um estudo minucioso do comportamento do conjugado em regime permanente a partir do equacionamento do motor. Este equacionamento permitiu aplicar o conjugado máximo em qualquer ponto de operação, respeitando os limites físicos e térmicos do motor.

O equacionamento do método apresentado é bastante simplificado, e por isto foi possível sua completa implementação em um processador digital de sinais, *DSP*, com operações matemáticas em ponto fixo. Utilizou-se um sistema de 32 bits, com base de ponto fixo em 24 bits. As rotinas de programação em linguagem C foram utilizadas para testar experimentalmente o estudo teórico desenvolvido, e implementar o método do conjugado máximo por ampère através do método alternativo de controle vetorial.

Os resultados de simulação e também os resultados experimentais mostraram que o controle consegue levar o motor às referências de velocidades impostas, em qualquer região

de operação, seja de baixas velocidades, ou em regime de enfraquecimento de campo. Os resultados também mostraram que, pela própria definição do controle vetorial indireto, sem malha de realimentação de corrente interna ao controle, e também com equacionamento feito para operação com fluxo rotórico constante, há dessintonias durante os transitórios de carga e de velocidade. No entanto, tais dessintonias não levam o motor à instabilidade. Quando um novo regime é atingido, a malha de controle volta a operar satisfatoriamente.

Pode-se perceber, ainda, através dos dados de simulação e experimentais, que o conjugado máximo por ampère é aplicado em todas as condições de trabalho impostas ao motor. Para o caso específico da bancada, o sistema de carga só consegue aplicar o conjugado máximo para o motor em estudo, em velocidades acima de 1,2 pu, uma vez que neste sistema, a carga é proporcional à velocidade. Foi mostrado, portanto, que o fluxo máximo é imposto em qualquer condição de operação através da componente de corrente i_d , e que o conjugado máximo é obtido através da imposição do fluxo rotórico máximo e da componente de corrente, i_q máxima, respeitando os limites elétricos e térmicos da máquina.

Os resultados mostraram, também, que o método utilizado, por não apresentar realimentação das componentes de corrente, i_d e i_q , na malha de controle vetorial, leva a oscilações de conjugado, devido à falta de atracamento entre as componentes de corrente e os valores lidos do motor. No entanto, os resultados também mostraram que tanto as componentes de corrente, quanto o conjugado oscilam com valor médio próximo ao valor de referência esperado.

Pelas características apresentadas: levar o motor às regiões de operação desejadas, manter o conjugado máximo por ampère nas regiões de operação impostas, manter o fluxo rotórico em seu valor máximo, e apresentar equacionamento leve para ser implementado em DSP de ponto fixo, pode-se afirmar que o método alternativo de controle vetorial indireto com

maximização do conjugado por ampère é robusto o suficiente para ser utilizado no acionamento de motores de indução trifásicos nas diversas regiões de operação.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

Baseado nos estudos realizados, apresenta-se algumas sugestões para continuidade da pesquisa

- Implementação experimental do método indireto observando a região de sobremodulação do PWM;
- Projeto e implementação do método alternativo direto de controle vetorial no processador digital de sinais DSP.
- Desenvolvimento de sistemas “*sensorless*” de velocidade baseado no método de estimativa do fluxo do rotor apresentado.
- Aplicação do modelo de saturação magnética utilizando os vários modelos de curvas de saturação e histerese magnética a partir da literatura conhecida [107].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] TORRICO ALTUNA, J. A.; “Análise Dinâmica de Controladores de Corrente para Máquinas de Indução Trifásicas Alimentadas por Inversor PWM.” Biblioteca Digital da Universidade de Campinas, Campinas, 2002.
- [2] MURPHY J. M. D. e TURNBULL F. G.; “Power Electronic Control of AC Motors.” Pergamon Press, Oxford Science Publications, England, 1989.
- [3] JACOBINA C. B., LIMA A. M. N., SILVA E. R. C. da, ALVES R. N. C. e SEIXAS P. F.; “Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Non-Sinusoidal Modulating Waveforms”. IEEE – Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 3, pp. 351-359, May, 2001
- [4] LEVI, E.; “A Speed Estimator for Sensorless Vector Control of Induction Machines in Field Weakening Region”, IEEE – Power Electronics Specialist Conference, Vol. 2, No. 2, pp. 887-902, 2000.
- [5] LEVI, E.; “A Speed Estimator for High Performance Sensorless Vector Control of Induction Machine in Field Weakening Region”. IEEE – Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, pp. 365-378, 2002
- [6] NOVOTNY, D. W., XU, X. e DONCKER, R. D.; “Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region”, IEEE – Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, pp. 437-443, 1988
- [7] NOVOTNY, D. W. e XU, X.; “Selection of the Flux Reference for Induction Machines Drives in the Field Weakening Region”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1353-1358, 1992.

- [8] KERKMAN, R. J., ROWAN, T. M. e LEGGATE, D.; “Indirect Field-Orientation Control of an Induction Motor in the Field-Weakening Region”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 4, pp. 850-857, 1992.
- [9] KIM, S. e SUL, S.; “Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 4, pp. 787-794, 1995.
- [10] GROSTOLLEN, H. e BUNTE, A.; “Control of Induction Motor with Orientation on Rotor Flux or on Stator Flux in a Very Wide Field Weakening Region – Experimental Results”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, No. 17, pp. 911-916, 1996.
- [11] BUNTE, A., GROSTOLLEN, H. e KRAFKA, P.; “Field Weakening of Induction Motors in a Very Wide Region with Regard to Parameter Uncertainties”, Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, No. 23, pp. 944-950, 1996.
- [12] BLASCO-GIMENEZ, R., ASHER, G. M., SUMNER, M., CILIA, J. e BRADLEY, K. J.; “Field Weakening at High and Low Speed for Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drives”, IEE - Power Electronic and Variable Speed Drives, No. 429, 1996.
- [13] HOLTZ, J.; “Sensorless Control fo Induction Motor Drives”, Proceedings of IEEE, Vol. 90, No. 8, 2002.
- [14] WIESER, R. S.; “Optimal Rotor Flux Regulation for Fast Accelerating Induction Machines in the Field Weakening Region”, IEEE – Industry Applications Society, Vol. 1, pp. 401-409, 1997.
- [15] SOKOLA, M., LEVI, E., BOGLIETTI, A. e PASTORELLI, M.; “Detuned Operation of Rotor Flux Oriented Induction Machines in the Field-Weakening Region Due to

- Iron Loss”, IEE – Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors, pp. 4/1-4/6, 1995.
- [16] CHOI, D. H, CHO, S. B. e HYUN, D. S.; “Improved Torque Response by Tuning of the Magnetizing Inductance under Field Weakening Operation Region [of Induction Motor]”, Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 418-425, 1997.
- [17] KIM, S. e SUL, S.; “Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region”, IEEE – Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, 1997.
- [18] SEOK, J. e SUL, S.; “Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux-Weakening Region”, IEEE – Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 4, 1999.
- [19] HUANG, M. S. e LIAW, C. M.; “Transient Performance Improvement Control for IFO Induction Motor Drive in Field-Weakening Region”, IEE – Proceedings of Electronic and Power Applications, Vol. 150, No. 5, 2003.
- [20] SHIN, M. e HYUN, D.; “Speed Sensorless Stator Flux-Oriented Control for Induction Machine in the Field Weakening Region”, IEEE – Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 2, 2003.
- [21] CASADEI, D., SERRA, G., TANI, A., ZARRI, L. e PROFUMO, F.; “Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Base don a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, 2003.
- [22] KWON, T. SHIN, M. e HYUN, D.; “Speed Sensorless Stator Flux-Oriented Control of Induction Motor in the Field Weakening Region using Luenberger Observer”, IEEE – Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, 2005.

- [23] LIM, S. e NAM, K.; “Loss-Minimising Control Scheme for Induction Motors”, IEE Proceedings on Electronics and Power Applications, Vol. 151, No. 4, 2004.
- [24] HUGHES, A., Corda, J. e ANDRADE, D. A.; “Vector Control of Cage Induction Motor. A Physical Insight”, IEE Proc. – Electr. Power Applications, Vol. 143, No. 1, pp. 59-68, 1996.
- [25] NERYS, J. W. L., HUGHES, A. e CORDA, J.; “Alternative Implementation of Vector Control for Induction Motor and its Experimental Evaluation”, IEE Proc. – Electr. Power Applications, Vol. 147, No. 1, 2000.
- [26] NERYS, J. W. L. e STEINDORFF, A. S.; “Dynamic Performance of Induction Motors Driven by an Alternative Method of Vector Control”, Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2002.
- [27] RESENDE, J. T.; “Modelagem da Máquina de Indução Trifásica, Incluindo a Saturação Magnética – Análise Dinâmica do Gerador de Indução Auto-Excitado”, Tese de Doutorado, UFU, Uberlândia, Brasil, 1999.
- [28] NETO, L. M., CAMACHO, J. R., SALERNO, C. H. e ALVARENGA, B. P.; Analysis of a Three-Phase Induction Machine Including Time and Space Harmonics Effects: The A, B, C Reference Frame”, IEEE – Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 1, pp. 80-85, 1999.
- [29] BISPO, D.; “Contribuição ao Estudo de Máquinas Elétricas Incluindo o Efeito da Saturação Magnética”, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, Brasil, 2000.
- [30] ALVARENGA, B. P.; “Modelo para o Cálculo do Conjugado de uma Máquina de Indução Incluindo os Efeitos de Enrolamento e Saturação Magnética”, Dissertação de Mestrado, UFU, Uberlândia, Brasil, 1993.

- [31] NETO, L. M., RESENDE, J. T.; “Uma Análise da Saturação Magnética em uma Máquina de Indução Trifásica Através de seus Terminais Elétricos”, XII CBA, Uberlândia, Brasil, 1998.
- [32] NETO, L. M., MISKULIN, BISPO, D., RESENDE, J. T., CAMACHO, J. R.; “Magnetic Saturation Effect on a Three-Phase Induction Machines”, IEEE – International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives – SEDEMPED’99, Spain, 1999.
- [33] FREITAS, M. A. A.; “Efeitos da Saturação Magnética em Motores de Indução Acionados por Conversores e Proposta de um Estimador do Fluxo Rotórico”, Tese de Doutorado, UFU, Uberlândia, Brasil, 2002.
- [34] MOREIRA, J. C., LIPO, T. A.; “Modeling of Saturated AC Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, pp. 343-349, 1992.
- [35] LIAO, Y., LIPO, T. A.; “Effect of Saturation Third Harmonic on the Performance of Squirrel-Cage Induction Machines”, Electric Machines and Power Systems, Vol. 22, pp. 157-171, 1994.
- [36] ANDRADE, D. A., BISSOCHI JR, C. A. e CORDA, J.; “Análise de Transitórios de Conjugado em Motores de Indução Gaiola Alimentados com Correntes Controladas”, Revista SOBRAEP, Vol. 03, 1998.
- [37] FREITAS, M. A. A., ANDRADE, D. A., NETO, L. M. e BISSOCHI JR, C. A.; “Optimum Torque Control of a Two-Phase Asymmetric Induction Motor Fed with Controlled Currents”, ICEM 2000, Vol. 02, pp. 752-755, 2000.
- [38] NERY, J. W. L., HUGHES, A. e CORDA, J.; “Vector Control for Induction Motors without Flux Position Information”, INDUSCON 2000.

- [39] TEXAS INSTRUMENTS; “TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide”, Literature number: SPRU430D.PDF, 2004, <http://www.ti.com>.
- [40] TEXAS INSTRUMENTS; “TMS320F28x DSP Peripherals Reference Guide”, Literature number: SPRU566.PDF, 2004, <http://www.ti.com>.
- [41] SEMIKRON, “Datasheet Power Electronics Systems – SEMISTACK”, Literature number: 08634360_ED02.PDF, 2005, <http://www.semikron.com>.
- [42] DIGITAL SPECTRUM, “ezDSPTM Technical Reference”, Literature number: ezf2812_techref.PDF, 2003, <http://www.spectrumdigital.com>.
- [43] ANDRADE, D. A., “Dinamic Control of Inverter-Fed Cage Induction Motors”, PhD Thesis, Leeds, United Kingdom, 1994.
- [44] ANALOG DEVICES, “Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401”, Literature number: AN401-17.PDF, 1999, <http://www.analog.com>.
- [45] LIPO, T. A; e CONSOLI, A; “Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances”, IEEE–Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, N0. 1, pp. 180-189, January/February 1984.
- [46] HE, Y. K; e LIPO, T. A; “Computer Simulation of an Induction Machine With Spatially Dependent Saturation”, IEEE – Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, N0. 4, pp. 707-714, April 1984.
- [47] OJO, J. O; CONSOLI, A; LIPO, T. A; “An Improved Model of Saturated Induction Machines”, IEEE – Transactions on Industry Applications, Vol. 26, N⁰. 456, pp. 212-220, March/April 1990.
- [48] VAS, P; “Simulation of Saturated Double-Cage Induction Machine”, Electric Machines and Power Systems, pp. 271-285, 1997.

- [49] KRAUSE, P. C.; THOMAS, C. H; “Simulation of Symmetrical Induction Machinery”, IEEE – Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, N^o. 11, November 1965.
- [50] VAS, P; “A Space-Vector Theory Approach”, Electrical Machines and Drives, Vol. 14, N^o. 1, Clarendon Press, Oxford Science Publications, 1992.
- [51] HOLL, E.; NEUMANN, G.; PIEPENBREIER, B.; TOLLE, H.-J.; “Water-cooled inverter for synchronous and asynchronous electric vehicle drives”, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, pp. 289-293, 1993.
- [52] ZAWIRSKI, K.; “Dynamic control of self-commutated synchronous motor (SCSM) in field constant and field weakening range”, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993, pp. 332-337, 1993.
- [53] NOZARI, F.; MEZS, P.A.; JULIAN, A.L.; CHIPING SUN; LIPO, T.A.; “Sensorless synchronous motor drive for use on commercial transport airplanes”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 31, pp. 859, 1995.
- [54] CASADEI, D.; SERRA, G.; TANI, A.; “Direct flux and torque control of induction machine for electric vehicle applications”, Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412) on Electrical Machines and Drives, pp. 349 – 353, 1995.
- [55] MURRAY, A.; “Sensorless Motor Control Simplifies Washer Drives”, Power Electronics Technology, pp. 14-21, 2006, disponível no sítio <http://www.powerelectronics.com>.
- [56] A. SHAKAL; Y. LIAO; T.A. LIPO; “A permanent magnet AC machine structure with true field weakening capability”, Conference Proceedings on IEEE International Symposium on Industrial Electronics,, ISIE'93, pp. 19–24, 1993.

- [57] FETZ, J.; OBAYASHI, K.; “High efficiency induction motor drive with good dynamic performance for electric vehicles”, 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '93 Record, 20-24, pp. 921 – 927, 1993.
- [58] HEALEY, R.C.; WILLIAMSON, S.; SMITH, A.C.; “Improved cage rotor models for vector controlled induction motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, pp. 812-822, 1995.
- [59] HESS, H.L.; DIVAN, D.M.; XUE, Y.H.; “A new SCR based induction motor drive with wide speed range”, Industry Applications Society Annual Meeting Conference, vol. 1, pp. 621-628, 1993.
- [60] JANSEN, P.L.; LORENZ, R.D.; NOVOTNY, D.W.; “Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 30, pp. 945-953, 1994.
- [61] JANSEN, P.L.; THOMPSON, C.O.; LORENZ, R.D.; “Observer-based direct field orientation for both zero and very high speed operation [of asynchronous machines]”, Conference Record of the Power Conversion Conference, pp. 432-437, 1993.
- [62] JANSEN, P.L.; LORENZ, R.D.; NOVOTNY, D.W.; Y.H.; “Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods”, Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 536-543, 1993.
- [63] XU, X.; NOVOTNY, D.W.; “Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 27, pp. 694-700, 1991.
- [64] CHALMERS, B.J.; MUSABA, L.; GOSDEN, D.F.; “Variable-frequency synchronous motor drives for electric vehicles”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 32, pp. 896-903, 1996.

- [65] WIESER, R.S.; “Optimal rotor flux regulation for fast-accelerating induction machines in the field-weakening region”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 34, pp. 1081-1087, 1998.
- [66] SOONG, W.L.; ERTUGRUL, N.; “Field-weakening performance of interior permanent-magnet motors”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 38, pp. 1251-1258, 2002.
- [67] MYOUNG-HO SHIN; DONG-SEOK HYUN; SOON-BONG CHO; “Maximum torque control of stator-flux-oriented induction machine drive in the field-weakening region”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 38, pp. 117-122, 2002.
- [68] BRIZ, F.; DIEZ, A.; DEGNER, M.W.; LORENZ, R.D.; “Current and flux regulation in field-weakening operation [of induction motors]”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 37, pp. 42-50, 2001.
- [69] MITI, G.K.; RENFREW, A.C.; CHALMERS, B.J.; “Field-weakening regime for brushless DC motors based on instantaneous power theory”, IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 148, pp. 265-271, 2001.
- [70] ZUO ZONG LIU; FANG LIN LUO; RASHID, M.H.; “Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 39, pp. 417-423, 2003.
- [71] HARNEFORS, L.; PIETILAINEN, K.; GERTMAR, L.; “Optimum-seeking field weakening control of induction motor drives”, Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 176-181, 2000.
- [72] HARNEFORS, L.; PIETILAINEN, K.; GERTMAR, L.; “Torque-maximizing field-weakening control: design, analysis, and parameter selection”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 48, pp. 161-168, 2001.

- [73] SEIBEL, B.J.; ROWAN, T.M.; KERKMAN, R.J.; “Field-oriented control of an induction machine in the field-weakening region with DC-link and load disturbance rejection”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 33, pp. 1578-1584, 1997.
- [74] CASADEI, D.; SERRA, G.; TANI, A.; ZARRI, L.; “A Robust Method for Field Weakening Operation of Induction Motor Drives with Maximum Torque Capability”, Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 111 – 117, 2006.
- [75] GALLEGOS-LOPEZ, G.; GUNAWAN, F. S.; WALTERS, J. E. “Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened Region”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 43, pp. 981-989, 1997.
- [76] MUDANNAYAKE, C.P.; RAHMAN, M.F.; “Control Design of an Induction Machine Based Integrated Starter Alternator for 42V PowerNet”, Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 1585 – 1592, 2006.
- [77] ABU-RUB, H.; SCHMIRGEL, H.; HOLTZ, J.; “Sensorless Control of Induction Motors for Maximum Steady-State Torque and Fast Dynamics at Field Weakening”, Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 96 – 103, 2006.
- [78] MARCIC, T.; STUMBERGER, G.; HADZISELIMOVIC, M.; ZAGRADISNIK; “Analysis of Induction Motor Drive Losses in the Field-Weakening Region”, Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 1173 – 1178, 2006.
- [79] PEROUTKA, ZDENEK; ZEMAN, KAREL; “Robust Field Weakening Algorithm for Vector-Controlled Induction Machine Traction Drives”, Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, pp. 856-861, 2006.

- [80] MARCIC, T.; STUMBERGER, G.; HADZISELIMOVIC, M.; ZAGRADISNIK, I.;
“Analysis of Induction Motor Drive Losses in the Field-Weakening Region”, 12th
International Power Electronics and Motion Control Conferenc, pp. 1173-1178, 2006.
- [81] CHIN, Y. K.; SOULARD, J.; “A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction
Applications of Electric Vehicles”, Annual Report, Literature number:
IR_EE_EME_2003_04.PDF, 2003,
<http://www.ee.kth.se/php/modules/publications/reports/2003/>.
- [82] OSAMA, M., LIPO T. A.; “A New Inverter Control Scheme for Induction Motor
Drives Requiring Wide Speed Range”, IEEE Transaction on Industry Applications,
vol. 32, pp. 938-944, 1996.
- [83] HUSAIN, I., ISLAM, M. S. ISLAM; “Reprinted From: Advances in Electric Vehicle
Technology”, (SP-1417), International Congress and Exposition, Detroit, Michigan,
1999, www.ecgf.uakron.edu/husain/personal/pdf/SAE99.pdf.
- [84] GALLEGOS-LOPEZ, G.; GUNAWAN, F. S.; WALTERS, J. E.; “Current Control of
Induction Machines in the Field-Weakened Region”, IEEE Transaction on Industry
Applications, vol. 43, pp. 981-989, 2007.
- [85] AHMAD, MD ZARAFI; IDRIS, N.R.N.; “Overmodulation and Field Weakening in
Direct Torque Control of Induction Motor Drives”, IEEE International Electric
Machines & Drives Conference, IEMDC '07, vol. 1, pp. 389-402, 2007.
- [86] ABU-RUB, H.; SCHMIRGEL, H.; HOLTZ, J.; “Maximum Torque Production in
Rotor Field Oriented Control of an Induction Motor at Field Weakening”, IEEE
International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007, pp. 1159-1164, 2007.

- [87] A BETKA A, A. MOUSSI; “Performance Optimization of a Photovoltaic Induction Motor Pumping System”, Renewable Energy Section, 2004, <http://www.sciencedirect.com>.
- [88] PICHLER, P., EBNER, P. HELMUT, W.; “Demand-based Induction Motor Design for Diverging Electrical Vehicle Applications Powered by Battery, EVS Berlin, 2003, <http://www.ansoft.com>.
- [89] ADAMOWICZ, MAREK; STRZELECKI, RYSZARD; WOJCIECHOWSKI, D.; “Application of Feedback Linearization for Air Gap Flux Control of Induction Motor in the Field Weakening Region”, 8th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE '06, pp. 228-233, 2006.
- [90] GROTSTOLLEN, H., WIESING, J.; “Torque Capability and Control of a Saturated Induction Motor Over a Wide Range of Flux Weakening”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 42, pp. 374-381, 1995.
- [91] GROTSTOLLEN, H., WIESING, J.; " Field oriented control of an asynchronous motor with a very wide region of flux weakening”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 606-610, 1992.
- [92] SEUNG-HO S.; JONG-WOO C.; SEUNG-KI S.; “Transient torque maximizing strategy of induction machine in field weakening region”, 29th Annual Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98, vol. 2, pp. 1569-1574, 1998.
- [93] LASCU, C., BOLDEA, I., BLAABJERG, F.; "A modified direct torque control for induction motor sensorless drive”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 36, pp. 122-130, 2000.
- [94] KANG, JINSONG; XU, GUOQING; HU, BO; ZHANG, ZHOUYUN; GONG, JUN; “Research on Field-Weakening Based on Reactive Power with BLDC Motor for

- Electric Vehicle Application”, IEEE International Conference on Integration Technology, pp. 437 – 441, 2007.
- [95] REKIK, M.; BESBES, M.; MARCHAND, C.; MULTON, B.; LOUDOT, S.; LHOTELLIER, D.; “Improvement in the field-weakening performance of switched reluctance machine with continuous mode”, IET Electric Power Applications, vol 1, pp. 785-792, 2007.
- [96] AHN, J.; LIM, S.-B.; KIM, K.-C.; LEE, J.; CHOI, J.-H.; KIM, S.; HONG, J.-P.; "Field weakening control of synchronous reluctance motor for electric power steering", IET Electric Power Applications, vol 1, pp. 565-570, 2007.
- [97] FU, Z.X.; XIANG, J.; REYNOLDS, W.C.; NEFCY, B.; “Vector control of an IPM synchronous machine capable of full range operations for hybrid electric vehicle application”, Conference on Industry Applications, 2003.
- [98] ATHERTON, D. L.; “Design and Control Studies of a Linear Synchronous Motor for Urban Transit Application”, IEEE Transaction on Magnetics, vol. MAG-18, N. 6, 1982.
- [99] CASADEI, D., SERRA, G., TANI, A., ZARRI, L.; “Assessment of direct torque control for induction motor drives”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, N. 3, pp. 237-254, 2006.
- [100] CHAPMAN, P. L.; KREIN, P. T.; “Motor re-rating for traction applications - field weakening revisited”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, vol. 3, pp. 1388-1391, 2003.
- [101] JONES, R.; “Extending the performance limits of vector controlled AC drives”, IEE Colloquium on Advances in Control Systems for Electric Drives, pp. 4/1-4/10, 1995.

- [102] WALTERS, J. E., KREFTA, R. J., LOPEZ-GALLEGOS, G. E FATTIC, G. T.;
Technology considerations for belt alternator starter systems”, SAE International, vol.
2004-01-0566, 2004.
- [103] LEVI, E.; “Magnetic saturation in rotor-flux-oriented induction motor drives:
operating regimes, consequences and open-loop compensation”, ETEP, vol. 4, n. 3,
pp. 277-284, 1994.
- [104] LEVI, E., VUCKOVIC, S., VUCKOSAVIC, V.; “Saturation compensation schemes
for vector controlled induction motor drives”, IEEE – Power Electronics Specialists
Conference, PESC, pp. 591-598, 1990.
- [105] KRISHNAN, R.; “Electric motor drives: modeling, analysis and control”, Virginia
Tech, Blackburg, VA, Prentice Hall, 2001.
- [106] VAS, P.; “Vector control of AC machines”, Oxford: Clarendon, pp. 124-126, 1990.
- [107] A. Ivanyi, “Hysteresis Models in Electromagnetics Computation”, Budapest, Hungary:
Academiai Kaido, 1996.

APÊNDICE A

CURVA DE MAGNETIZAÇÃO E PARÂMETROS **DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO**

A.1. Introdução

Os parâmetros do circuito equivalente foram obtidos a partir dos tradicionais ensaios em vazio síncrono e com rotor bloqueado e medição da resistência de estator. Foi utilizada uma máquina de indução trifásica com rotor gaiola de esquilo que possui os seguintes dados de placa:

- Potência 3 CV
- Número de pólos 4 pólos
- Frequência 60Hz
- Rotação 1710 rpm
- Tensão de alimentação Δ/Y 220V/380V
- Corrente dos enrolamentos Δ/Y 8,59A/4,97A
- Rendimento 0,793
- Fator de potência ($\cos\phi$) 0,850
- Relação I_p/I_n 6,8
- Categoria N

Assim, foram levantados todos os parâmetros por fase do motor de indução e os resultados obtidos encontram-se na tabela A.1, para efeito de simulação.

Tabela A.1 – Parâmetros do circuito equivalente

$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_s(\text{mH})$	$L_r(\text{mH})$	$L_m(\text{mH})$
2,85	2,6381	6,9451	6,9481	142,1318

Tabela A.2 – Tabela equivalente às características magnéticas da máquina

$\overline{FM}$	$F_1(\overline{FM})$	$F_3(\overline{FM})$
0,00000	0,00000	0,00000
0,20951	0,03620	0,00021177
0,42834	0,07269	0,00029432
0,58282	0,10862	0,00040153
0,73082	0,14597	0,000688
0,92917	0,18287	0,00060635
1,09385	0,21971	0,0011
1,25127	0,25531	0,0017
1,45209	0,29235	0,0023
1,61334	0,32919	0,0035
1,75970	0,36528	0,0053
2,00704	0,40185	0,0064
2,17752	0,43855	0,0081
2,41720	0,47517	0,0098
2,50258	0,51142	0,0119
2,68565	0,54594	0,0139
2,90457	0,58100	0,0160
3,42492	0,61909	0,0182
3,61104	0,65711	0,0206
4,20089	0,69037	0,0230
4,70993	0,72335	0,0253
4,93656	0,75530	0,0276
6,18159;	0,78852	0,0303
7,18404	0,81985	0,0326
8,01987	0,84081	0,0348
9,63358	0,87899	0,0360
11,05646	0,90794	0,0372

A.2. Curva de magnetização

As características magnéticas do motor de indução são obtidas a partir de alguns dos parâmetros supracitados. A máquina é acionada na velocidade síncrona e os sinais de tensão e corrente são adquiridos por uma placa de aquisição de dados. Após aquisição destes sinais e com o auxílio das equações matemáticas descritas no capítulo III, as características magnéticas são obtidas. A tabela A.2 mostra os dados experimentais da característica magnética da máquina utilizada. Os sinais de tensão são gradativamente aplicados à máquina até a mesma atinja um determinado nível de saturação magnética (até cerca de 20% acima da tensão nominal). A primeira coluna refere-se à força magnetomotriz máxima $\overline{FM}$, seguido das componentes fundamental $F_1(\overline{FM})$ e de terceiro harmônico $F_3(\overline{FM})$. A figura A.1 ilustra as componentes, fundamental e de terceiro harmônico, referentes aos dados experimentais mostrados na tabela A.2.

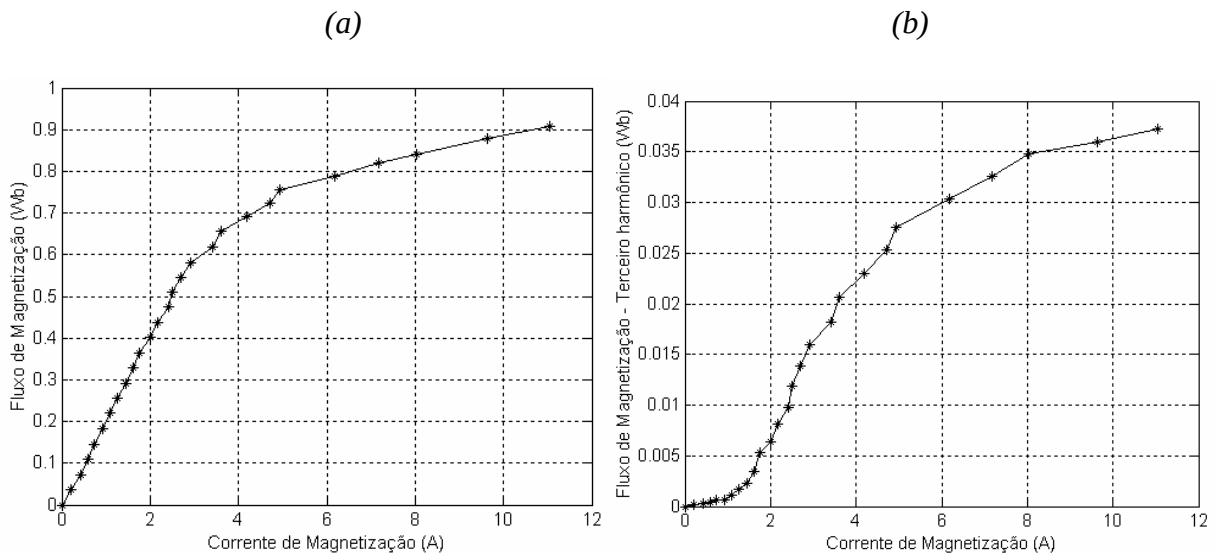


**Figura A.1 – a) Componente fundamental do fluxo de magnetização
b) Componente de terceiro harmônico do fluxo de magnetização**

APÊNDICE B

LISTA DE PUBLICAÇÕES

GOMES L. C.; ANDRADE, D. A.; SILVEIRA, A. W. F. V.; BISSOCHI, C. A.; CARVALHO, W. J.; Acionamento Vetorial Do Mit Nas Regiões De Enfraquecimento De Campo E Altas Velocidades Utilizando Controle Digital. In: XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora. (Artigo Aceito).

CARVALHO, W. J.; ANDRADE, D. A.; SILVEIRA, A. W. F. V.; GOMES L. C.; CARVALHO, D. P.; BERNARDELI, V. R.; Controle Direto de Conjugado do Motor de Indução Trifásico Através da Modulação Discreta de Vetores Espaciais. In: XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008, Juiz de Fora. (Artigo Aceito).

SILVEIRA, A. W. F. V.; ANDRADE, D. A.; GOMES, L. C.; TAVARES, T. S. A Comparative Study Between Three Philosophies of Stator Flux Estimation for Induction Motor Drives. In: International Electric Machines and Drives Conference, 2007, Antalya - Turquia. Anais do IEMDC IEEE 2007, 2007. p. 1171-1176.

SILVEIRA, A. W. F. V.; ANDRADE, D. A.; GOMES L. C. Stator Flux Estimation for Three Phase Induction Motor Drives. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2007, Blumenau. 9th Brazilian Power Electronics Conference, 2007. p. 711-716.

GOMES L. C.; ANDRADE, D. A.; SILVEIRA, A. W. F. V.; TAVARES, T.S. Proposta de controle vetorial para operar o MIT nas regiões de enfraquecimento de campo e altas velocidades. In: XVI Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. Anais do CBA 2006, 2006. v. CDROM. p. 989-994.

SILVEIRA, A. W. F. V.; ANDRADE, D. A.; GOMES L. C.; TAVARES, T. S; Um Estudo Comparativo Entre Três Técnicas de Estimativa do Fluxo Estatórico para Motores de Indução. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. Anais do CBA 2006, 2006. v. CDROM. p. 441-446

ANDRADE, D. A.; GOMES, L. C. Aplicação de Técnicas Digitais e DSP em Acionamento de Máquinas Elétricas. In: IV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2005, Uberlândia. Anais dos Eventos: Conferência em Estudos de Engenharia Elétrica e Workshop de Aplicações de Realidade Virtual. Uberlândia: Faculdade de Engenharia Elétrica, 2005. v. CD.