



CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS MEDIANTE O USO DE DUPLO CONVERSOR

Oscar Antonio Solano Rueda

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu

Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro

Agosto de 2014

CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS
MEDIANTE O USO DE DUPLO CONVERSOR

Oscar Antonio Solano Rueda

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:



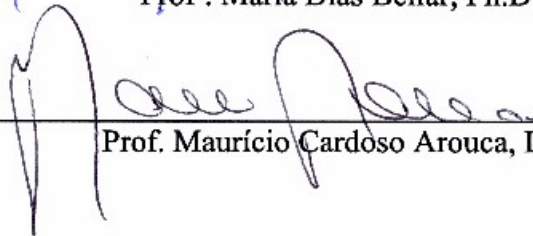
Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.



Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. -Ing.



Prof.^a Maria Dias Bellar, Ph.D.



Prof. Maurício Cardoso Arouca, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2014

Rueda, Oscar Antonio Solano

Controle do Motor de Indução para Veículos Elétricos
mediante o uso de Duplo Conversor/ Oscar Antonio
Solano Rueda. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XVII, 112 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu,

Luís Guilherme Barbosa Rolim.

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de
Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 96- 101.

1. Motor de Indução. 2. Acionamento eletrônico de
motores elétricos. 3. Veículos Elétricos. 4. dSPACE. I.
Suemitsu, Walter Issamu *et al.* II. Universidade Federal
do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia
Elétrica. III. Título.

Dedicatória

*Aos meus pais, que sempre dão o melhor de si
por seus filhos.*

*À minha Carolina, quem é meu motor e fonte
de fortaleza.*

*“Hoje o tempo escorre dos dedos da nossa
mão, ele não devolve o tempo perdido em vão.
É um mensageiro das almas dos que virão ao
mundo depois de nós”.*
Depois de nós- Engenheiros do Hawaii.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus e à vida por estar neste momento e lugar, prestes a terminar uma etapa importante da minha formação acadêmica e preparado para enfrentar os desafios que venham pela frente.

À minha família, pelo apoio e amor, especialmente aos meus pais (Betty e Miguel) e meus irmãos (Miguel e Daniel).

À minha noiva Carolina, a pessoa que acredita como ninguém nas minhas capacidades. Ela é um dos motivos para dar sempre o melhor de mim.

Ao professor Luís Guilherme Barbosa, por sua orientação, apoio e confiança. Mais do que um orientador ou chefe eu considero ele um amigo.

Ao professor Walter Suemitsu pela orientação, pela disposição a ajudar para solucionar os inconvenientes rapidamente.

Aos colegas e funcionários do ELEPOT, principalmente a José Rafael Lebre, pelo compartilhamento de experiências durante o mestrado e pela ajuda na correção ortográfica do texto; Marcelo Nesci, amigo e companheiro de bancada; Luis Claudio Gambôa, por as conversas técnicas e amizade e Ulysses Silveira, meu primeiro professor de português prático.

Aos meus amigos colombianos e equatorianos que conheci durante estes anos no Brasil, eles lograram diminuir a distância com minha cultura e meus costumes.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.

A todos vocês, muito obrigado.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE DO MOTOR DE INDUÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS MEDIANTE O USO DE DUPLO CONVERSOR

Oscar Antonio Solano Rueda

Agosto/2014

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu
Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta um estudo teórico e desenvolvimento experimental de uma técnica de acionamento de motor de indução de enrolamentos abertos que utiliza dois conversores como alimentação; um no extremo frontal e outro no extremo traseiro do motor. No esquema de controle proposto, o conversor traseiro se encarrega de entregar a potência reativa solicitada pelo componente de tensão reativa do motor, o qual cresce rapidamente em altas velocidades; esta compensação busca alongar a região de enfraquecimento do motor. Este trabalho é motivado pelo interesse em aprofundar o conhecimento das novas técnicas de acionamento de motores elétricos voltadas a melhorar seu desempenho em aplicações de tração e, por conseguinte, contribuir no desenvolvimento tecnológico dos VE. Para mostrar o desempenho do controlador proposto, foram desenvolvidas simulações em Simulink® assim como testes experimentais utilizando a placa dspace1103; nos dois casos o comportamento do motor na topologia de duplo conversor foi comparado com o desempenho de um controle vetorial clássico. Os resultados mostram que para velocidades superiores a 2 pu o torque máximo é superior quando utilizado o esquema de controle proposto, o que aprimora o desempenho de aceleração do motor. Na bancada experimental utilizada nesta dissertação foi comprovado que a estratégia utilizada pode ser incorporada a um sistema de acionamento com inversor de frequência já existente, melhorando seu desempenho em altas velocidades, sem a necessidade de outra fonte adicional de energia.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CONTROL OF INDUCTION MOTOR FOR ELECTRIC VEHICLES THROUGH A DOUBLE CONVERTER CONFIGURATION

Oscar Antonio Solano Rueda

August /2014

Advisors: Walter Issamu Suemitsu
Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

This work presents a theoretical and experimental study of a drive technique in which two converters are used to feed an open-end induction motor; one from the frontal side and the other one from the backside of the motor. In the control strategy proposed, the back-converter takes care of supplying the reactive power required for the reactive voltage component of the motor, which grows very fast in high-speed operation; the purpose of this compensation is to extend the motor's field weakening region. This work is motivated for the interest in mastering a new trend of control strategies for electric motors that are aimed to improve the performance of these motors in traction applications and, therefore, contribute to the technological development of Electric Vehicles. The performance of the proposed control was shown through simulations in Simulink® and experimental tests using the controller dspace1103; in both cases the behavior of the motor when using the dual-converter topology was compared with the performance of the classic field oriented control. The results show that for rotor speeds above 2 pu the maximum torque is higher when it is used the proposed control scheme, and so this achievement improves the motor acceleration performance. With the test bench used in this project, it was concluded that the control strategy proposed could be incorporated into an existing drive system, improving its performance in high-speed operation without the need of an additional power source.

Sumário

Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xv
Lista dos Principais Símbolos.....	xv
Lista das Abreviações.....	xvi
1. Introdução.....	1
1.1 Contexto.....	1
1.2 Classificação dos Veículos Elétricos	2
1.2.1 Veículos Elétricos a Bateria (VEB).....	3
1.2.2 Veículos Elétricos Híbridos (VEH).....	4
1.2.3 Veículos de Célula de Combustível (FCV).....	9
1.3 Identificação do Problema	10
1.3.1 Alargamento da Região de Potência Constante em Motores Usados em Tração	11
1.4 Motivação	15
1.5 Objetivo	16
1.5.1 Delimitação do Trabalho.....	17
1.5.2 Contribuições do Trabalho.....	17
1.6 Estrutura da Dissertação	17
2. Alargamento da Região de Potência Constante no Motor de Indução	19
2.1 Requisitos do motor utilizado em VEH.....	19
2.2 Tipos de Motores principalmente utilizados em VEH.....	21
2.3 Estratégias de controle para ampliar a região de potência constante do MI....	23
2.3.1 Sobre dimensionamento do sistema	24
2.3.2 Técnica de comutação de enrolamentos.....	25
2.3.3 Modulação do número de polos da máquina.....	26
2.3.4 Modulação de número de Polos e Fases.....	27
2.3.5 Acionamento de Duplo Conversor.....	29
3. Estratégia de Controle do Acionamento de Duplo Conversor para o Motor de Indução	32
3.1 Controle orientado pelo campo.....	32
3.1.1 Enfraquecimento linear do campo.....	34
3.1.2 Enfraquecimento do campo focado em obter máximo torque.....	34
3.2 Descrição matemática da estratégia de acionamento	39
3.2.1 Interpretação da Tensão Reativa	39
3.2.2 Modelagem da estratégia de controle	41

3.3	Esquema Geral do controle	47
3.3.1	Estimador de fluxo	49
3.3.2	Cálculo da referência de corrente no eixo q	49
3.3.3	Técnicas de modulação para os conversores VSC	50
3.3.4	Enfraquecimento de campo	54
3.4	Melhoria do torque elétrico na região de enfraquecimento	54
4.	Simulações Computacionais	57
4.1	Sistema modelado em Matlab/Simulink®	57
4.1.1	Modelagem do motor de indução de dupla alimentação	58
4.1.2	Circuito de potência	60
4.1.3	Controladores	61
4.2	Parâmetros utilizados	62
4.2.1	Especificações do sistema	62
4.2.2	Constantes dos controladores PIs	64
4.2.3	Tensão de referência no elo CC traseiro	66
4.3	Análise Dinâmica do controle de Duplo conversor	66
4.3.1	Partida do motor com alta velocidade de referência	66
5.	Validação Experimental do Controle de Duplo Conversor.....	72
5.1	Introdução	72
5.2	Desenvolvimento da estratégia de controle na placa dspace1103	74
5.2.1	Elementos utilizados da biblioteca rtilib1103	75
5.2.2	Software de monitoração e controle ControlDesk.....	78
5.3	Parametrização do conversor CFW-11	80
5.4	Elementos da bancada experimental	83
5.5	Resultados experimentais obtidos.....	84
5.5.1	Resultados para velocidade de referência nominal	84
5.5.2	Resultados para referência de velocidade de 2,5 pu.....	86
5.5.3	Carregamento do capacitor do elo CC traseiro	90
6.	Conclusões e Trabalhos Futuros.....	93
6.1	Conclusões e considerações Finais	93
6.2	Propostas para Trabalhos Futuros	94
	Referências Bibliográficas	96
A.	Representação do Vetor Espacial.....	102
A.1	Transformada de Clarke.....	103
A.2	Transformada de Park	104
B.	Descrição matemática do Controle Orientado pelo Campo	106

C.	Fotografias dos elementos da bancada experimental.....	109
D.	Diagrama de blocos do controle vetorial do conversor CFW-11	112

Lista de Figuras

Figura 1.1. Possíveis Topologias do sistema de propulsão em VEB. (a) configuração básica, (b) com caixa de velocidades fixa, (c) tração no eixo das rodas, (d) sem diferencial, (e) in-wheel drive, (f) sem acoplamentos mecânicos.	4
Figura 1.2. Conceito básico do sistema de tração em VEH.	5
Figura 1.3. Carga mecânica convencional em um veículo.	6
Figura 1.4. Esquema geral VEH de configuração série.	7
Figura 1.5. Esquema geral de VEH em configuração paralelo.	8
Figura 1.6. Exemplo de ISG do Honda Civic Hybrid 2012 (VOELCKER, 2011).	9
Figura 1.7. Potência necessária para acelerar um veículo com diferentes características de torque (a) torque constante, (b) torque inversamente proporcional à velocidade, (c) torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade.	13
Figura 1.8. Característica de torque por velocidade (a) desejada, (b) típica de um motor elétrico.	14
Figura 1.9. Topologia do acionamento de duplo conversor.	15
Figura 2.1. Característica torque velocidade. (a) para MCI, (b) para motor elétrico adequadamente controlado.	20
Figura 2.2. Principais motores industriais utilizados em aplicações de VE. (a) Motor de relutância variável, (b) Motor de ímãs permanentes, (c) Motor de indução.	21
Figura 2.3. Curvas de torque do motor de indução em um controle de frequência variável.	23
Figura 2.4. Curvas de torque-velocidade de um motor de indução com sobre dimensionamento.	24
Figura 2.5. Motor de indução com dois enrolamentos por fase, um de alta impedância (AI) e um de baixa impedância (BI).	26
Figura 2.6. Fundamentos da técnica de modificação eletrônica do número de polos (a) sentido das correntes nos enrolamentos, (b) localização espacial do fluxo para cada enrolamento.	27
Figura 2.7. Relação entre os eixos α - β e os eixos naturais. (a) No caso de 9 fases/4 polos, (b) No caso 3 fases/12 polos.	29
Figura 2.8. Analogia da topologia de duplo conversor com uma ponte H trifásica.	30
Figura 2.9. Esquema básico do esquema de acionamento proposto.	31
Figura 3.1. Limites de controlabilidade do controle orientado pelo campo (a) limite de tensão, (b) limite de corrente.	36
Figura 3.2. Enfraquecimento de campo considerando os limites de controlabilidade (a) Ponto de máximo torque na região 1, (b) velocidade angular para a qual a região de operação muda (ω_1).	37
Figura 3.3. Diagramas fasoriais da relação entre os componentes de tensão reativa e força eletromotriz interna para diferentes velocidades. (a) $\omega_e = 315$ rad/s, (b) $\omega_e = 900$ rad/s e (c) $\omega_e = 1280$ rad/s.	41
Figura 3.4. Papéis do CF e CT na estratégia de controle utilizada.	42
Figura 3.5. Topologia do acionamento de duplo conversor.	42
Figura 3.6. Cálculo das tensões a ser moduladas no CF (a) no eixo d , (b) no eixo q	44
Figura 3.7. Cálculo das tensões de controle no CT.	47
Figura 3.8. Diagrama de blocos do esquema geral de controle.	48
Figura 3.9. Diagrama funcional do estimador de fluxo no rotor.	49
Figura 3.10. Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência isq^*	50

Figura 3.11. Formas de onda da modulação seno-triângulo.....	51
Figura 3.12. Possíveis combinações de tensões monofásicas em um conversor trifásico de dois níveis.	52
Figura 3.13. Hexágono dos vetores de saída do conversor, mostrando suas oito possibilidades.	52
Figura 3.14. Definição do índice máximo de modulação.....	53
Figura 4.1. Motor de indução de enrolamentos abertos.	58
Figura 4.2. Simulação teste para comprovar o funcionamento do modelo.	59
Figura 4.3. Resultados mecânicos da comparação de modelos. (a) torque nos modelos do motor, (b) velocidade angular nos modelos do motor.	60
Figura 4.4. Circuito de potência utilizado nas simulações de duplo conversor.....	61
Figura 4.5. Diagrama do controle convencional.....	62
Figura 4.6. Planta simplificada para o projeto do PI de corrente.	65
Figura 4.7. Planta simplificada para o projeto do PI de velocidade.	65
Figura 4.8. Velocidade atual e de referência para o MI. (a) Controle orientado convencional, (b) controle do CT ativo.	67
Figura 4.9.(a) Valor pico do vetor espacial de correntes no estator, (b) Torque elétrico exercido pelo motor.	68
Figura 4.10. Comportamento da potência mecânica em termos da velocidade do rotor.	69
Figura 4.11. Correntes de referência e atual nos dois acionamentos. (a) no eixo d , (b) no eixo q	69
Figura 4.12. (a) Índice de modulação do CT, (b) Tensão em uma fase do enrolamento do motor.....	70
Figura 4.13. Corrente circulante no enrolamento da fase a e equivalente da tensão aplicada pelo CT nessa mesma fase.	71
Figura 5.1. Diagrama geral dos elementos do sistema experimental.	73
Figura 5.2. Painel de conexão CLP1103.	75
Figura 5.3. Capturas de tela da biblioteca de Simulink® rtilib1103.	75
Figura 5.4. Diagrama de blocos do controle desenvolvido em Simulink®.....	78
Figura 5.5. Imagem da área de trabalho do ControlDesk.....	79
Figura 5.6. Formas de onda da implementação do controle orientado na DS1103. (a) Torque eletromagnético, (b) Velocidade do motor.	80
Figura 5.7. Formas de onda da implementação do controle orientado na DS1103. (a) Correntes trifásicas, (b) Entradas para o chaveamento da modulação vetorial (SVPWM).	81
Figura 5.8. Formas de onda da implementação do controle orientado no CFW-11. (a) Torque eletromagnético, (b) Velocidade do motor.	82
Figura 5.9. Formas de onda da implementação do controle orientado no CFW-11. (a) Correntes trifásicas, (b) Correntes no referencial dq	82
Figura 5.10. Fotografia da bancada experimental.	84
Figura 5.11. Velocidade do rotor. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.	85
Figura 5.12. Torque eletromagnético. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.....	85
Figura 5.13. Correntes no referencial $d-q$. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.....	86
Figura 5.14. Velocidade do rotor. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.	86
Figura 5.15. Torque eletromagnético. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.	87

Figura 5.16. Corrente da fase <i>a</i> do estator. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.	88
Figura 5.17. Correntes do estator no referencial <i>d-q</i> . (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.	89
Figura 5.18 Potência mecânica. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.	89
Figura 5.19. Referência de tensão na fase <i>a</i> para a modulação PWM do CT.	90
Figura 5.20. Correntes na condição de pré-partida. (a) no referencial <i>abc</i> , (b) no referencial <i>d-q</i>	91
Figura 5.21. Carregamento da tensão CC do CT. (a) Tensões atuais e de referência, (b) Potência de referência do controlador PI da Figura 3.7.	92
Figura A.1.Representação do vetor espacial.	102
Figura A.2.Componentes real e imaginário do vetor espacial nas referenciais α - β e <i>d-q</i>	104
Figura B.1. Circuito simplificado no eixo <i>d</i> com excitação de corrente no estator.....	108
Figura C.1. Motor de indução utilizado.....	109
Figura C.2. Conversor Frontal. Conversor comercial CFW-11 da WEG.....	109
Figura C.3. Conversor Traseiro. Conversor POWEREX.	110
Figura C.4. Placa de medição de correntes.....	110
Figura C.5. Placa de adequação dos sinais de disparo.	111
Figura D.1. Esquema do controle vetorial do CFW-11, tomada de (WEG, 2011).....	112

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Magnitude dos componentes da Figura 3.3.....	40
Tabela 4.1: Parâmetros do motor utilizado.....	62
Tabela 4.2: Parâmetros da simulação.....	63
Tabela 5.1: Parametrização do CFW-11.....	83

Lista dos Principais Símbolos

P_{em}	Potência eletromagnética.
T_e	Torque eletromagnético.
T_{Max}	Torque eletromagnético máximo.
ω_r	Velocidade angular do rotor.
ω_{base}	Velocidade angular base.
ω_{Max}	Velocidade angular máxima.
$\vec{\lambda}_r$	Vetor espacial do fluxo do rotor (λ_{rd} - λ_{rq} componentes eixos d e q).
ω_e	Frequência angular de $\vec{\lambda}_r$.
θ_e	Ângulo de $\vec{\lambda}_r$.
R_s	Resistência do estator.
L_s	Indutância do estator.
R_r	Resistência do rotor.
L_r	Indutância do rotor.
L_m	Indutância mútua.
σ	Coefficiente total de dispersão do motor ($:= 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$).
\vec{v}_s	Vetor espacial da tensão no estator (v_{sd} - v_{sq} componentes eixos d e q), ($v_{s\alpha}$ - $v_{s\beta}$ componentes α e β).
\vec{i}_s	Vetor espacial das correntes no estator (i_{sd} - i_{sq} componentes eixos d e q), ($i_{s\alpha}$ - $i_{s\beta}$ componentes eixos α e β).
τ_r	Constante de tempo do rotor ($:= L_r / R_r$).
P	Número de par de polos.
λ_{rdNOM}	Fluxo nominal do rotor.

U_{CC}	Tensão no elo CC ($U_{cc1} - U_{cc2}$ nos conversor frontal e traseiro, respectivamente).
V_{smax}	Valor pico máximo da tensão de fase.
I_{smax}	Valor pico máximo da corrente de linha.
p_2^*	Potência ativa instantânea de referência.
q_2^*	Potência reativa instantânea de referência.
t_a	Tempo de duração da posição de chaveamento i , na SVPWM.
t_b	Tempo de duração da posição de chaveamento $i+1$, na SVPWM.
T_{por}	Período da portadora de chaveamento.
J_{eq}	Momento de inércia equivalente.
K_P	Ganho proporcional do controlador PI.
K_I	Ganho integral do controlador PI.
n	Velocidade angular mecânica (rpm).

Lista das Abreviações

BLDC	Motor CC sem escovas (<i>Brushless DC motor</i>).
CA	Corrente alternada.
CC	Corrente contínua.
CF	Conversor frontal.
CT	Conversor traseiro.
DS1103	dSPACE 1103 (controlador digital utilizado).
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>).
FCV	Veículos de célula de combustível (<i>Full cell vehicle</i>).
FMM	Força magneto motriz.
FOC	Controle orientado pelo campo (<i>Field Oriented Control</i>).
ISG	<i>Integrated starter generator</i> .
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada.
MCI	Motor de combustão interna.
MI	Motor de indução.
GEE	Gases de efeito estufa.
PEV	Veículos elétricos de conexão a rede.
PI	Controlador proporcional integral.

PPM	Modulação de polos e fases (<i>Pole-phase modulation</i>).
SPWM	Modulação de largura de pulsos senoidal (<i>Pulse Width Modulation</i>).
SVPWM	Modulação de vetor espacial (<i>Space Vector PWM</i>).
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i> .
VCI	Veículos de Combustão Interna.
VE	Veículos elétricos.
VEB	Veículos elétricos a bateria.
VEH	Veículos elétricos híbridos.
VPL	Veículos de peso leve.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

Com o aumento da consciência mundial sobre a importância do cuidado da qualidade do ar e da redução na emissão de Gases do Efeito Estufa (GEE), os Veículos Elétricos (VE) têm atraído cada vez mais a atenção por parte de empresas fabricantes, governos, organismos internacionais e consumidores. Segundo o Conselho Europeu de Energia Renovável (EREC- *European Renewable Energy Council*) em (TESKE et al., 2012), muitos governos promovem os VE e Veículos Elétricos Híbridos (VEH) como uma parte importante nas suas propostas de tecnologias requeridas para reduzir as emissões de gases de efeito estufa em longo prazo e aprimorar a eficiência energética no setor do transporte.

De acordo com os dados do *Special Report on Renewable Energy Sources and Climate Change Mitigation*, apresentados em (SIMS et al., 2011), no ano 2008 o setor do transporte representou, através da combustão de produtos derivados do petróleo, cerca de 18% do consumo energético primário global e 22% do consumo energético relacionado à emissão de GEE. Do total de combustível consumido pelo setor do transporte é estimado que aproximadamente a metade corresponda a veículos de carga leve (SIMS et al., 2011). Com a frota mundial de veículos leves crescendo rapidamente, garantir a segurança no fornecimento de energia para este setor e diminuir a emissão de gases nocivos como o CO₂¹ têm se estabelecido como quesitos de alta importância.

Os veículos convencionais de combustão interna têm existido por mais de 100 anos e consolidaram-se como uma tecnologia madura e de difícil substituição, na qual constantemente são introduzidas novidades técnicas que melhoram as características de desempenho e reduzem o seu impacto no meio ambiente, como, por exemplo, a recente proposta de Peugeot Citroën, a qual consiste num sistema de propulsão híbrido a partir de gasolina e ar comprimido (PSA PEUGEOT CITROËN, 2013). Não obstante os

¹ Existe um consenso mundial sobre o efeito prejudicial dos GEE, principalmente do Dióxido de Carbono (CO₂)

presentes e futuros avanços nas tecnologias emergentes, os apoios governamentais e as prováveis futuras restrições nas fontes de energia não renováveis vão, muito provavelmente, modificar o esquema de transporte nos próximos anos inserindo de forma mais significativa os VE nas frotas urbanas.

Dentre os diferentes componentes de um VE, o sistema de tração é um dos elementos que influi mais significativamente no desempenho do veículo. Mediante a seleção adequada do motor elétrico e seu acionamento, é possível o uso de equipamentos elétricos compactos e leves, que representem alta eficiência e reduzidas especificações de potência (EHSANI et al., 2007). Para melhorar as características do sistema de tração, motores elétricos especialmente projetados e novas técnicas de acionamento estão sendo pesquisadas e desenvolvidas.

1.2 Classificação dos Veículos Elétricos

De modo geral, um veículo é denominado como elétrico quando os esforços de tração são efetuados, de forma parcial ou integral, por um motor de tipo elétrico. Este motor é alimentado desde uma fonte de armazenamento de energia, que pode ser constituída por baterias, células de combustível, ultracapacitores ou *flywheels* (CHAN, 2007).

Os VE apresentam certas vantagens sobre os veículos convencionais entre as quais se destacam: menor emissão de gases nocivos durante todo o ciclo de vida² (tal como mostram as análises WTW (*Well-to-Wheels*)) (WU et al., 2006; BOULANGER et al., 2011; HAWKINS et al., 2012), alta eficiência energética, independência do petróleo como fonte de energia (em matrizes energéticas predominantemente renováveis) e operação mais silenciosa. Por outro lado, os VE e VEH podem dispor de funcionalidades adicionais como a frenagem regenerativa (CIKANEK; BAILEY, 2002), onde parte da energia cinética da massa do veículo em movimento é transformada em energia elétrica no momento da frenagem para ser armazenada e posteriormente reutilizada; outra função adicional consiste na possibilidade de usar a energia armazenada nas baterias para fornecer potência na rede em um conceito recentemente proposto denominado V2G (*Vehicle-to-Grid*) (BERTOLUZZO et al., 2012).

² As emissões de GEE de um VE estão relacionadas com a fonte de energia utilizada para carregamento das baterias. Segundo Hawkins em (HAWKINS et al., 2012), em um cenário com energia elétrica proveniente unicamente do carvão é possível que os VCI (veículos de combustão interna) de alta eficiência tenham menores emissões.

Todos estes benefícios têm motivado o desenvolvimento tecnológico na área dos VE, de tal forma que hoje existem diversas configurações que abarcam uma variedade de requisitos. Em seguida são descritos os principais tipos de VE.

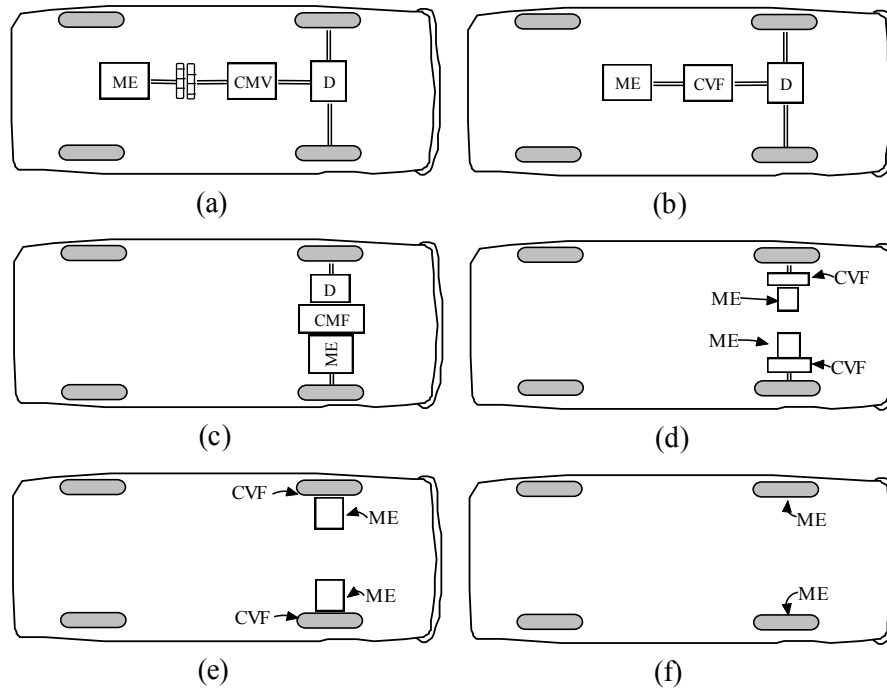
1.2.1 Veículos Elétricos a Bateria (VEB)

Um VEB é aquele no qual não existe motor de combustão e o torque mecânico de propulsão é efetuado unicamente por um motor elétrico alimentado desde um sistema de armazenamento de energia. Este sistema de armazenamento é recarregado por meio de uma conexão externa com a rede elétrica e pode estar composto por baterias, ultracapacitores, volantes de inércia *flywheel* ou um arranjo combinando várias destas tecnologias. Como comumente é utilizado um conjunto de baterias, o sistema de armazenamento é denominado ao longo do presente trabalho como arranjo de baterias.

Os VEB constituem de fato o enfoque original dos veículos elétricos no quais não existe emissão direta de GEE. Diversas multinacionais na indústria automotiva têm desenvolvido VEB comerciais (SANTIAGO; BERNHOFF, 2012), contudo o alto custo deles tem restringido sua aceitação em larga escala. Alguns autores têm proposto a eletrificação de veículos convencionais (modificação do sistema de propulsão mecânico pela sua contraparte elétrica) (COSTA, DA, 2009) a fim de reduzir os altos custos dos materiais usados nos VEB, porém o elevado peso do conjunto de baterias geralmente leva a uma diminuição no desempenho do veículo eletrificado, especialmente no caso de veículos leves (EHSANI et al., 2005).

Um resumo simplificado das possíveis configurações do sistema de acoplamento elétrico-mecânico dos VEB é apresentado na Figura 1.1. Na subfigura (a) é mostrada a configuração básica do VEB, que consiste em substituir o Motor de Combustão Interna (MCI) por um equivalente elétrico mantendo o sistema de tração original; em (b) é considerado que o motor elétrico tem uma ampla faixa de operação na região de potência constante (ver seção 1.3.1), com o qual é possível utilizar uma caixa de velocidades de relação única, eliminando a necessidade da embreagem, existente no caso da subfigura (a); em (c) a tração é localizada no mesmo eixo das rodas, graças ao tamanho reduzido do motor elétrico utilizado, simplificando mecanicamente o sistema; em (d) o diferencial mecânico é substituído por dois motores de tração com controle coordenado; em (e) as engrenagens fixas dos motores são introduzidas na estrutura das rodas, em um arranjo denominado *in-Wheel Drive* (TERASHIMA; ASHIKAGA, 1997)

finalmente em (f) é considerado que, por meio do uso de um motor com características de torque e de velocidade especiais, todo acoplamento mecânico pode ser abandonado.



ME: Motor Elétrico, CMV: Caixa de Múltiplas Velocidades, D: Diferencial, CVF: Caixa de Velocidade Fixa.

Figura 1.1. Possíveis Topologias do sistema de propulsão em VEB. (a) configuração básica, (b) com caixa de velocidades fixa, (c) tração no eixo das rodas, (d) sem diferencial, (e) in-wheel drive, (f) sem acoplamentos mecânicos.

Apesar das possíveis vantagens que podem ser obtidas com o uso dos VEB e dos atuais esforços tecnológicos e governamentais, o alto custo inicial, a curta autonomia das baterias, o longo tempo levado para efetuar o carregamento, a falta de infraestruturas elétricas públicas para carregar VE e as limitações de peso e volume das cargas que podem ser transportadas por estes veículos têm mostrado as sérias limitações dos VEB e freiam a sua adoção no mercado mundial (CHAN, 2007).

1.2.2 Veículos Elétricos Híbridos (VEH)

Para superar as dificuldades técnico-econômicas dos VEB assim como as desvantagens ambientais dos veículos com MCI, foram desenvolvidos os VEH. Neles são agrupadas duas fontes de energia (combustíveis de origem fóssil e energia elétrica) e dois ou mais motores (MCI e motores elétricos), para obter um sistema de melhor rendimento, rápida resposta, baixas emissões, alta economia de combustível e larga autonomia (EHSANI et al., 2007; CHAN, 2007). No projeto de um VEH é procurado que o MCI trabalhe a maior parte do tempo nos seus pontos de máxima eficiência

(EHSANI et al., 2005), o qual pode resultar em diminuição da manutenção do sistema mecânico, além de consumo reduzido de combustível. Similarmente, nos VEH são projetados vários modos de operação de acordo com os requisitos de potência e o nível de carregamento do sistema de armazenamento de energia. Deste modo a máquina elétrica pode operar como motor, proporcionando torque adicional em momentos de alta demanda, ou como gerador em momentos de baixa carga mecânica, carregando as baterias com energia proveniente do MCI, ou das rodas por intermédio da frenagem regenerativa. Na Figura 1.2 é mostrado um esquema básico do conceito de gestão energética utilizado nos VEH.

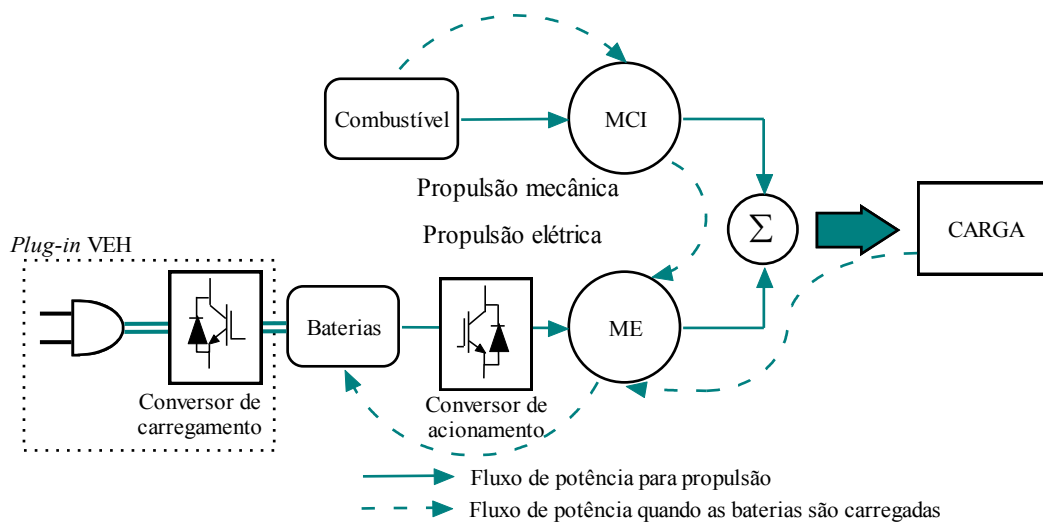


Figura 1.2. Conceito básico do sistema de tração em VEH.

Quando em um VEH existe a possibilidade de carregar as baterias mediante uma conexão com a rede elétrica, o veículo é denominado de *Plug-in VEH*, ver Figura 1.2. Os carregadores de baterias comumente utilizados são de tipo unidirecional, com fluxo de energia desde a rede até as baterias, contudo recentemente tem surgido interesse no conceito de V2G (*Vehicle-to-Grid*) onde, recorrendo ao uso de conversores bidirecionais, é possível tomar energia armazenada nas baterias para alimentar as cargas residenciais (BERTOLUZZO et al., 2012). Esta funcionalidade poderia ser interessante nas futuras redes *Smart Grids* com tarifas variadas de consumo ou em condições de recessão elétrica. Se o VEH não possui conexão à rede, a carga da bateria é mantida pelo sistema de propulsão mecânica em conjunto com a frenagem regenerativa, de tal forma que o usuário continua alimentando seu veículo unicamente com combustível fóssil.

A potência requerida por um veículo varia de forma aleatória devido às frequentes paradas, frenagens, subidas e descidas que ocorrem em um transcurso convencional. Tal como mostrado na Figura 1.3, esta potência pode ser separada em um componente constante médio e um componente variável de média zero. Na filosofia ideal dos VEHs a bateria encarrega-se de fornecer a potência variável e o sistema mecânico entrega a potência média e, com isto, toda a energia solicitada. Este enfoque permite longos períodos de funcionamento sem necessidade de recarregamento das baterias.

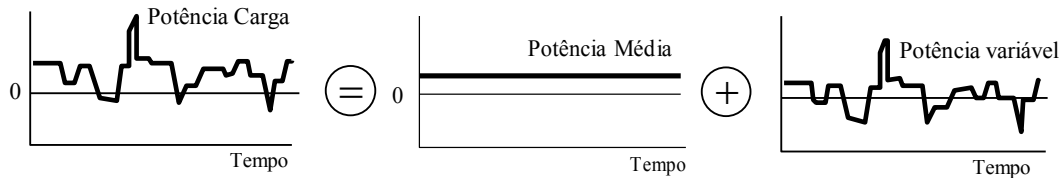


Figura 1.3. Carga mecânica convencional em um veículo.

Os VEH comerciais têm sido aceitos em maior medida do que os VEB, contudo ainda representam um custo maior comparado com os veículos convencionais. Dentre os VEH existem os totalmente híbridos (*Full-Hybrid*) e os parcialmente híbridos (*Mild-Hybrid*). Nos primeiros as especificações de potência do sistema de tração elétrico são semelhantes às do sistema mecânico, de tal forma que o motor elétrico tem a capacidade de impulsionar o veículo durante ciclos inteiros de trabalho. No caso dos *Mild-Hybrid*, o sistema elétrico é dimensionado para ter uma potência baixa comparada com os requisitos da carga, de tal forma que não tem a capacidade de impulsionar o veículo diante de condições de alto torque; porém proporciona importantes funções de assistência de torque ao MCI que resultam em melhoramentos no desempenho do veículo a um custo mais competitivo (VIOREL et al., 2004). Para os VEH totalmente híbridos existem duas topologias clássicas, denominadas série e paralelo, as quais são descritas a seguir. Os *Mild-Hybrid* utilizam topologias unicamente em paralelo.

Arquitetura Série

Nos VEH de configuração série a tração é efetuada unicamente pelo motor elétrico, de forma idêntica a como ocorre nos VEB, porém a energia necessária para acionar o motor elétrico provém de um elo CC comum entre o conjunto de baterias (cuja tensão é elevada por meio de um conversor CC-CC), e um arranjo MCI- gerador elétrico-retificador tal como pode ser visto na Figura 1.4.

As vantagens comumente destacadas na literatura para esta topologia são (EHSANI et al., 2005):

- O MCI está desacoplado mecanicamente das rodas motrizes pelo qual pode, potencialmente, operar em qualquer ponto da sua curva velocidade-torque sem importar a velocidade do veículo. Desta forma é possível que o MCI trabalhe com alta eficiência e aprimore o consumo de combustível.
- Se o motor elétrico e o sistema de acionamento são selecionados corretamente, a característica torque-velocidade da tração elétrica permitiria dispensar da caixa de transmissão de múltiplas velocidades.

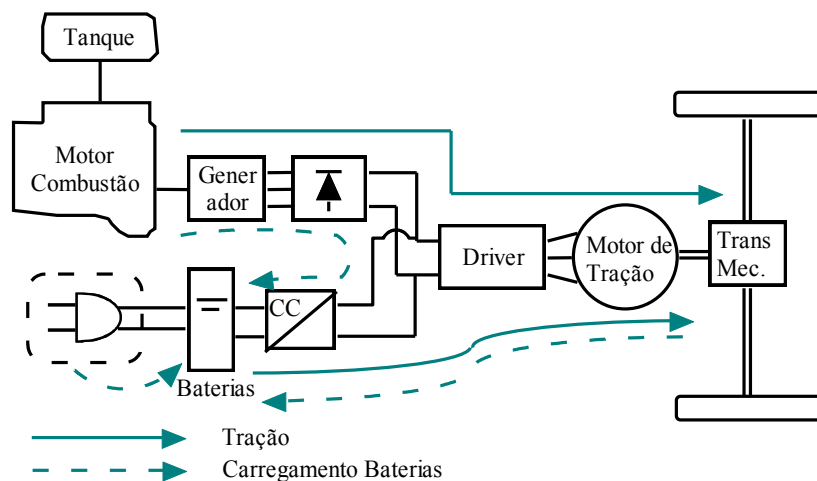


Figura 1.4. Esquema geral VEH de configuração série.

Contudo a configuração série traz consigo a desvantagem de realizar múltiplas conversões de energia, a energia mecânica do MCI é transformada em energia elétrica para alimentar o elo CC e depois em mecânica novamente para impulsionar as rodas, isto ocasiona que a eficiência energética seja menor do que nos VEH em paralelo (CHAN, 2007), e incrementa o custo e peso total do veículo. Outra desvantagem consiste em que todos os elementos de propulsão devem ser projetados para suportar as máximas solicitações de potência, o que significa maior dimensionamento e frequente operação com baixa carga. Devido aos requisitos de tamanho, esta arquitetura tem como sua principal aplicação veículos de grande porte como ônibus.

Arquitetura em Paralelo

Nos Veículos Híbridos com configuração em paralelo, o motor elétrico aciona o eixo do veículo conjuntamente com o MCI mediante um acoplamento mecânico especial.

Este acoplamento é projetado para permitir versatilidade na operação, de forma que o torque de carga pode ser desenvolvido pelo MCI, pelo motor elétrico ou por ambos. Nesta arquitetura é igualmente permitido que as baterias sejam recarregadas por energia proveniente da frenagem regenerativa ou do MCI. Na configuração em paralelo o número de máquinas é diminuído em comparação com a configuração série, tal como pode ser observado da Figura 1.5. Além da diminuição de volume e peso do sistema, as máquinas selecionadas para os VEH em paralelo resultam ser de menores especificações de potência, já que neste caso os requisitos máximos da carga podem ser compartilhados pelos dois motores (CHAN, 2007; CHAN et al., 2010).

Devido a que os VEH em paralelo representam uma configuração mais compacta e com menores perdas de potência, estes são utilizadas em veículos comerciais de baixo peso. As complicações desta topologia em comparação com o arranjo em série são de tipo mecânico, devido aos maiores requisitos nos acoplamentos e transmissões.

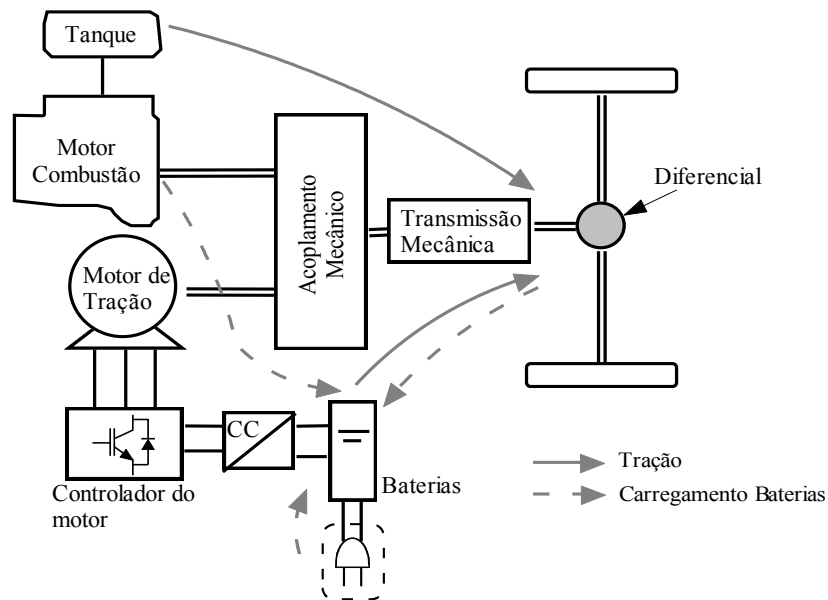


Figura 1.5. Esquema geral de VEH em configuração paralelo.

Veículos Híbridos Leves

Em um veículo híbrido leve, ou *Mild Hybrid*, um motor elétrico de baixa potência (ao redor de 5 a 12 kW) (JAIN et al., 2006) é acoplado diretamente ao eixo girante do MCI. Este motor recebe o nome de ISG³ (*Integrated Starter Generator*) e consiste em um equipamento multifuncional integrado que combina as funções de motor de arranque e alternador além de permitir outras utilidades. Na Figura 1.6 é mostrado um

³ Pode ser também denominado como ISA (*Integrated Starter Alternator*).

exemplo de ISG, neste caso correspondente ao motor do Honda Civic Hybrid 2012 (VOELCKER, 2011). Segundo Viorel em (VIOREL et al., 2004), esta tecnologia tem maiores probabilidades de ser aceita por um grande número de consumidores pelo seu custo menor e projeto mais simples.

Dentre as funções que um veículo com ISG integrado pode realizar, destaca-se a capacidade de desligar o MCI em uma parada completa para diminuir o consumo de combustível do estado de repouso. Aproveitando a superior rapidez de resposta dos motores elétricos sobre os MCI, no momento de re-arranque o ISG impulsiona o veículo até uma determinada velocidade acima da qual o MCI é religado (EMADI et al., 2005). O ISG também proporciona uma funcionalidade de reforço do torque mecânico em momentos de altas demandas de carga e, finalmente, permite reaproveitamento de energia por intermédio da frenagem regenerativa. Todas estas funcionalidades representam uma redução no consumo de combustível estimada na faixa de 10% a 15% (MILLER et al., 2001) e reduções nas emissões de GEE.



Figura 1.6. Exemplo de ISG do Honda Civic Hybrid 2012 (VOELCKER, 2011).

1.2.3 Veículos de Célula de Combustível (FCV)

Os FCVs (*Fuel Cell Vehicles*) podem ser catalogados como veículos híbridos de topologia série onde o arranjo MCI- Gerador e Retificador da Figura 1.4 é substituído por células de combustível. Estas células geram energia elétrica a partir de uma reação eletroquímica entre hidrogênio e oxigênio na qual o único produto resultante, além da eletricidade, é água; portanto estes veículos são totalmente livres de emissões diretas. Os FCVs estão atraindo a atenção de pesquisadores e grandes investidores porque podem representar uma redução de até 90% do uso do petróleo e de emissões de GEE sempre que a produção do hidrogênio for feita utilizando fontes renováveis (WU et al.,

2006); e porque, adicionalmente, os FCVs poderiam atingir os níveis de autonomia e tempo de abastecimento dos veículos convencionais a gasolina (SIMS et al., 2011).

Apesar de serem considerados por muitos pesquisadores como os carros do futuro, existem sérios impedimentos, principalmente relacionados com a produção e armazenamento do hidrogênio, que não têm permitido que os FCV sejam fabricados e comercializados atualmente em escala industrial (MARTINS, 2010). Em primeiro lugar, o hidrogênio não é plenamente distribuído aos consumidores como a gasolina, diesel, gás natural ou bicomcombustível, e trazê-lo para um grande número de consumidores requer enormes esforços de infraestrutura; acentuados pelas condições especiais de pressão e temperatura na qual o hidrogênio deve ser armazenado. Além disso, o hidrogênio não é uma fonte de energia primária, mas um elemento que transporta energia. Ele pode ser obtido a partir da eletrólise da água, utilizando energia fornecida pela rede, ou de forma mais econômica a partir do gás natural (EMADI et al., 2005). Em ambos os casos, um conjunto de emissões e de perdas de potência associadas à sua produção são introduzidas.

1.3 Identificação do Problema

O potencial sucesso da propulsão elétrica de veículos está ligado a quatro áreas principais de pesquisa: Armazenamento energético, conversão elétrica, conversão eletromecânica e conversão mecânica (CHAN, 2007; GERRITS et al., 2012). Mediante o aperfeiçoamento de cada um destes sistemas, em conjunto com apoios governamentais, é possível superar os principais limitantes que impedem a inserção dos VE em nossa frota urbana.

Tal como mencionado anteriormente, um elemento dos VE que tem um papel fundamental no seu desempenho é o sistema de propulsão. No caso dos VEB, FCV e VEH em configuração série o motor elétrico é a única fonte de torque. Para os VEH em paralelo o motor elétrico é a fonte que proporciona o torque e a potência de pico que permitem satisfazer os requisitos de desempenho esperados (EHSANI et al., 2007). Assim, sem importar a topologia, o desenvolvimento de um sistema compacto, de alta densidade de torque e adequado perfil torque-velocidade resulta ser crucial. Na indústria automotiva ainda não existe um consenso sobre qual é o motor elétrico que melhor se adapta aos requisitos próprios desta aplicação, contudo alguns dos candidatos comumente selecionados nos veículos comerciais elétricos são os motores síncronos de

ímãs permanentes, motores de relutância e motores de indução (ZERAOUZIA et al., 2006). Na seção 2.2 da presente dissertação são descritas as virtudes e desvantagens de cada um deles.

O Motor de Indução (MI), utilizado no presente trabalho, é preferido em algumas situações pela sua simplicidade e robustez, porém o seu principal limitante consiste na curta faixa de operação na região de potência constante. Quando adotado um controle orientado pelo campo convencional (LEONHARD, 2001), as velocidades superiores à nominal são atingidas mediante o uso do método de enfraquecimento de campo, no qual é permitida uma queda no torque eletromagnético, a fim de manter a potência mecânica no eixo constante e não ultrapassar os limites de tensão e corrente do conjunto conversor-motor. No entanto, existe um limite de velocidade dado pela força eletromotriz interna do motor, a partir do qual a operação no regime de potência constante não é mais possível. Esta velocidade limite depende dos parâmetros internos da máquina, assim como da tensão eficaz que estiver sendo fornecida nos terminais do motor, mas geralmente encontra-se em torno de 2 pu da velocidade de rotação nominal (ALLEN-BRADLEY, 1998).

Para aumentar a região de operação de potência constante dos MIs, uma família de técnicas de acionamento tem surgido recentemente. Neste contexto, o problema abordado no presente trabalho consiste no alargamento da região de operação de potência constante para motores de indução. Esta melhora é efetuada na presente dissertação por meio do uso de uma configuração de motor com enrolamentos abertos que é descrita no capítulo 3. Em seguida é exposta a importância de uma longa região de potência constante para aplicações de tração.

1.3.1 Alargamento da Região de Potência Constante em Motores

Usados em Tração

De forma simplificada, a aceleração de um veículo pode ser representada utilizando a segunda lei de Newton por:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_{tr}}{M_v} \quad (1.1)$$

Onde V é a velocidade do veículo, $\sum F_t$ é a soma das forças de tração, $\sum F_{tr}$ é a resistência total ao movimento (que considera a resistência ao rolamento dos pneus, o atrito aerodinâmico e uma porcentagem da massa do veículo, presente em aclives; estes

componentes são descritos detalhadamente em (EHSANI et al., 2005)) e M_v é a massa total do veículo. Se considerarmos, por simplicidade e para expor o conceito mais claramente, que a resistência ao movimento pode ser desprezada ($\sum F_{tr} = 0$), que a força de tração está relacionada linearmente com o torque mecânico exercido pelo motor de propulsão (T_{em}), e finalmente que a velocidade linear do veículo é também proporcional à velocidade angular do motor (ω_r), a equação (1.1) pode ser transformada em:

$$K_\omega \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e \cdot K_{ft}}{M_v} \quad (1.2)$$

A expressão simplificada de (1.2) é útil para determinar a característica torque-velocidade ideal do sistema de propulsão. Neste contexto se entende como comportamento ideal aquele que permite satisfazer os requisitos de desempenho de aceleração (tempo levado pelo veículo para atingir uma determinada velocidade de cruzeiro a partir do repouso) com as menores especificações de potência possíveis.

Considerando uma eficiência constante durante toda a gama de velocidades, a energia gasta por um sistema de tração para levar a massa do veículo desde uma velocidade inicial nula até uma velocidade final v_f m/s², em um tempo de t_{arr} s é a mesma para qualquer perfil de torque. Porém, o comportamento do torque durante o intervalo de aceleração define o requisito de potência do sistema. Quanto menor for este requisito, os componentes do sistema de tração poderão ser mais simples e econômicos.

O comportamento de potência elétrica que é capaz de produzir determinada energia com o menor valor de potência instantânea, corresponde ao comportamento com potência constante; um acionamento com potência constante durante todo o intervalo permite aproveitar melhor as especificações de potência do sistema, como será discutido na Figura 1.7. A partir de (1.3) pode-se concluir que para se obter uma potência constante no motor, é necessário que o torque eletromagnético seja inversamente proporcional à velocidade. Em (1.3) T_N corresponde ao torque em condições nominais.

$$P_{mec} = T_{em} \cdot \omega_r \quad \text{se} \quad P_{mec} = \text{constante} \quad \rightarrow \quad T_e = \frac{T_N}{\omega_r} \quad (1.3)$$

Para entender melhor o conceito anterior, na Figura 1.7 são mostrados os resultados da análise da equação (1.2) para três características diferentes de torque, considerando em todos os casos que o requisito de aceleração exige que em 2 segundos a velocidade final da massa atinja 1 pu. Na Figura 1.7(a) o torque é constante, em (b) o torque é

variável com uma relação inversa à velocidade e, finalmente, em (c) o torque varia em uma relação quadraticamente inversa à velocidade. Como é mostrado nas figuras, ainda que em todos os casos a mesma velocidade seja alcançada no mesmo tempo; o perfil de potência é muito diferente para cada caso, sendo que o resultado com a menor potência máxima corresponde ao caso de torque inverso à velocidade, onde a potência é constante durante todo o intervalo. Na literatura é amplamente aceito que a característica ideal de uma máquina de propulsão consiste em potência constante durante toda a faixa de velocidades permissíveis. Este comportamento permite reduzir as especificações de potência para determinado desempenho de aceleração, ou melhorar o comportamento do acionamento para condições pré-estabelecidas de potência (WONG, 2001; EHSANI et al., 2005).

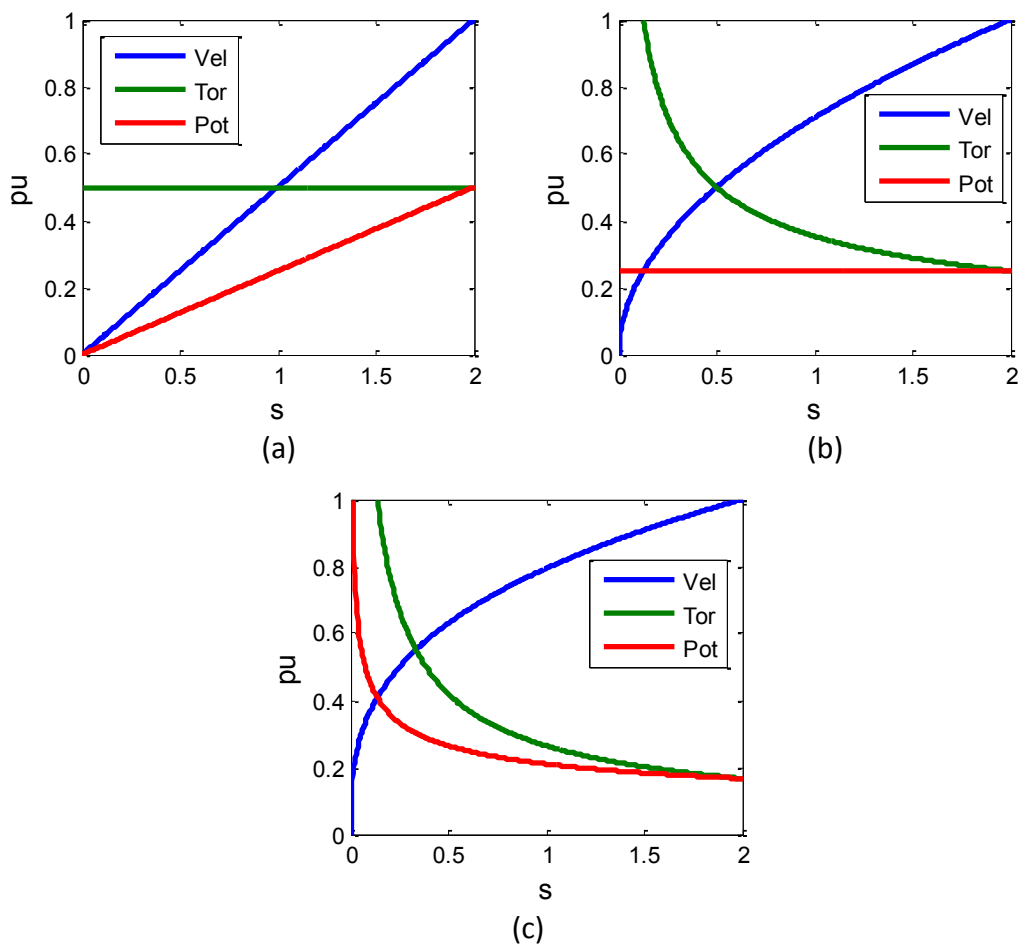


Figura 1.7. Potência necessária para acelerar um veículo com diferentes características de torque (a) torque constante, (b) torque inversamente proporcional à velocidade, (c) torque inversamente proporcional ao quadrado da velocidade.

Na prática, o torque máximo em baixas velocidades é limitado pela adesão entre o pneu e a área de contato e pela taxa máxima de variação de aceleração (denominada

solavanco ou *jerk*⁴). Assim, o torque desejado em uma máquina de tração tem uma forma de onda inversa à velocidade, porém com um valor limite máximo; tal como apresentado na Figura 1.8(a). Para conveniência dos veículos elétricos, o comportamento típico de um motor elétrico com um acionamento orientado pelo campo é bastante similar ao idealmente desejado tal como pode ser observado na Figura 1.8(b). Este comportamento pode ser dividido em duas regiões: a primeira é denominada de torque máximo constante e ocorre em baixas velocidades; e a segunda é nomeada de região de potência constante e acontece para velocidades superiores ao valor designado como velocidade angular base (ω_{base}).

A relação entre a velocidade angular máxima na região de potência constante ($\omega_{Máxima}$ - definido como o limite de velocidade a partir do qual a potência não pode ser mantida constante por insuficiência de torque; acima deste valor a operação ainda é possível, mas com redução de potência), e a velocidade base de um motor elétrico ($\omega_{Máxima} / \omega_{base}$) é um indicador da extensão da região de operação com potência constante para um determinado sistema de acionamento. Em (RAHMAN et al., 2000) foram realizados estudos comparativos do comportamento do sistema de acionamento para motores com diferentes relações de velocidade máxima considerando condições reais de funcionamento. Nesse trabalho foi demonstrado que quanto maior a relação de velocidades, menor será a potência requerida para um mesmo desempenho de aceleração.

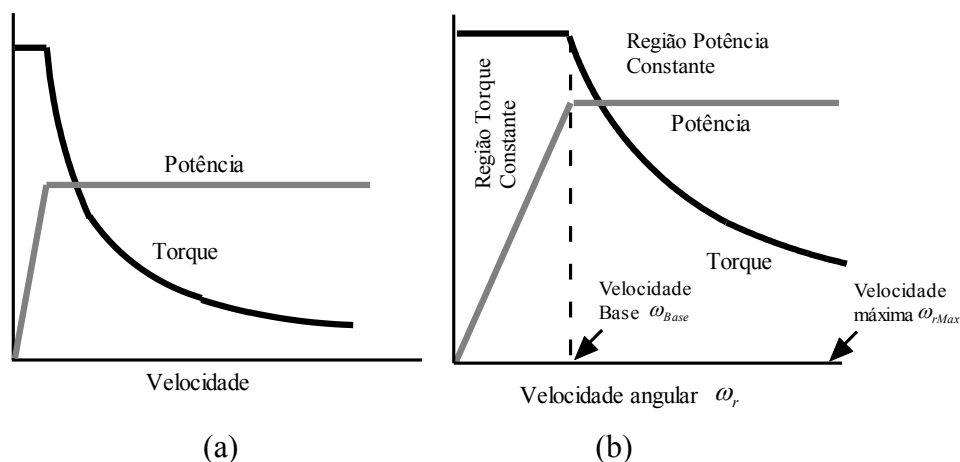


Figura 1.8. Característica de torque por velocidade (a) desejada, (b) típica de um motor elétrico.

⁴ O *jerk* é um parâmetro relacionado com o conforto do passageiro, geralmente uma magnitude menor a $1,5 \text{ m/s}^3$ é considerada aceitável (HOBROCK, 1977).

Em conclusão, para qualquer sistema de tração resulta favorável ter um comportamento prolongado de potência constante. Para os veículos elétricos em particular, alguns dos benefícios de possuir uma alta relação de velocidades são: melhor utilização da fonte de energia, redução nas especificações de potência dos equipamentos elétricos (baterias, conversor e motor), redução no tamanho do sistema de armazenamento de energia, simplificação do sistema de transmissão mecânico, constituição compacta e maior eficiência em geral (RAHMAN et al., 2000; EHSANI et al., 2005; HAQUE et al., 2013).

1.4 Motivação

Algumas das propostas para alargar a região de potência constante do motor de indução sem sobre dimensionar a máquina consistem no uso de trocadores do número de polos (OSAMA; LIPO, 1996), ou motores multifásicos com variação do número de polos e fases (GE et al., 2013). Em alguns trabalhos é introduzido também o uso do motor de dupla alimentação pelo seu bom desempenho em baixas velocidades (VICATOS; TEGOPOULOS, 2003) e, finalmente, em outros são apresentadas técnicas de acionamento do MI gaiola de esquilo que utilizam a configuração de duplo conversor apresentada na Figura 1.9 (KIM et al., 2004; EWANCHUK et al., 2013; HAQUE et al., 2013). O presente trabalho está focado no estudo de uma estratégia de controle para esta última topologia.

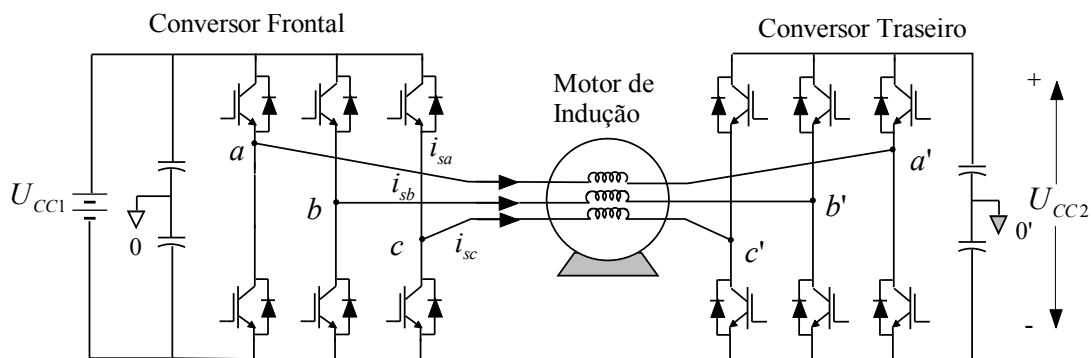


Figura 1.9. Topologia do acionamento de duplo conversor.

Como mostra a Figura 1.9, na topologia utilizada neste trabalho um motor de indução gaiola de esquilo com enrolamentos abertos (sem conexão interna Δ ou Y) é alimentado por dois conversores trifásicos. Um deles com uma fonte de tensão de corrente contínua no seu elo CC (denominado conversor frontal ou CF), e o outro com um elo CC formado apenas por capacitores (denominado conversor traseiro ou CT). Na estratégia de controle proposta neste trabalho (que é descrita no capítulo 3) o CT é comandado

para injetar unicamente potência reativa, esta potência é tal que consegue alargar a região de operação em potência constante, tal como mostram os resultados dos capítulos 4 e 5.

Neste contexto, este trabalho surge como resultado do interesse em estudar e desenvolver novas técnicas de acionamento de motores elétricos, com enfoque no alargamento da região de potência constante. Comportamento que é desejado não unicamente em aplicações de tração, mas também em outros diversos cenários industriais. O uso da topologia de duplo conversor neste trabalho resulta especialmente interessante para a área de eletrônica de potência, já que, em princípio, o motor utilizado não requer projeto especial e todas as melhorias no desempenho de aceleração do mesmo são obtidas unicamente através do controle dos conversores utilizados.

1.5 Objetivo

O objetivo do presente trabalho consiste na proposta, análise e desenvolvimento experimental de uma técnica de acionamento para o motor de indução que, por meio do uso da topologia de duplo conversor mostrada na Figura 1.9, permita aumentar a região de potência constante do motor e, com isto, melhorar seu desempenho de aceleração para altas velocidades, em comparação com o desempenho do motor sob o controle orientado pelo campo convencional. A estratégia de controle proposta utilizará os conceitos da teoria de potências instantâneas (AKAGI et al., 2007) e será desenvolvida de tal forma que permitirá um controle independente de cada um dos conversores utilizados (CF e CT).

Para atingir o objetivo geral do trabalho, são propostos os seguintes objetivos parciais:

- Desenvolver um modelo matemático do motor de indução de enrolamentos abertos em Simulink®, que permita simular adequadamente o comportamento do esquema de controle.
- Propor uma estratégia de controle para o conversor traseiro da topologia de duplo conversor, utilizando a teoria de potências instantâneas e introduzindo inovações em relação às técnicas descritas na literatura.
- Analisar por meio de simulações em Simulink® o comportamento da estratégia de acionamento proposta, realizando uma análise comparativa entre o desempenho de aceleração de um MI quando controlado pelo método tradicional de controle

orientado pelo campo e quando controlado pela estratégia de duplo conversor projetada neste trabalho.

- Comprovar mediante testes em bancada experimental, a efetividade da estratégia de controle proposta.

1.5.1 Delimitação do Trabalho

Algumas restrições e simplificações para atingir o objetivo da comprovação experimental da estratégia de controle estudada são:

- As variações dos parâmetros do motor de indução devido à temperatura, saturação magnética ou variação das correntes são desconsideradas.
- O arranjo mecânico utilizado na bancada experimental não foi projetado especificamente para operação em altas velocidades, pelo qual a velocidade máxima de rotação utilizada nos testes experimentais foi de 3425 rpm. Esta velocidade (que equivale a 2,5 pu) foi determinada a partir das recomendações do manual técnico de *Allen-Bradley* para motores de indução (ALLEN-BRADLEY, 1998) e da observação empírica dos níveis de ruído e vibração do sistema experimental.

1.5.2 Contribuições do Trabalho

Os resultados finais deste trabalho trazem consigo duas principais contribuições ao estudo de acionamento de motores de indução:

- Foi proposta uma estratégia de controle para o conversor traseiro da topologia de duplo conversor, com um enfoque na teoria de potências instantâneas (AKAGI et al., 2007), que permite alargar a região de potência constante do MI sem necessidade de outra fonte adicional de energia.
- A partir dos resultados dos testes experimentais, foi comprovado que é possível incorporar a estratégia de controle do CT proposta neste trabalho, em um sistema pré-existente de acionamento de frequência variável de um MI. Esta incorporação ocasionaria que o desempenho do motor fosse aprimorado em altas velocidades.

1.6 Estrutura da Dissertação

O texto desta dissertação está dividido em 6 capítulos, incluindo esta introdução, onde são apresentadas generalidades dos veículos elétricos, suas principais topologias e

seus componentes mais importantes. Igualmente neste primeiro capítulo é apresentado o objetivo do trabalho e o alcance do mesmo.

No capítulo dois são discutidos os requisitos desejados para um sistema de acionamento em aplicações de tração e são analisados os principais tipos de motores comumente indicados para tais aplicações. Como consequência de que o motor de indução de gaiola de esquilo é selecionado neste trabalho, são apresentadas algumas das principais técnicas de acionamento encontradas na literatura dedicadas a aumentar sua região de potência constante.

No capítulo três é apresentada uma descrição matemática da técnica de acionamento de compensação de potência reativa utilizada para a topologia de duplo conversor. É descrito, de forma completa, o sistema de controle e são deduzidos matematicamente os benefícios esperados no comportamento de torque e potência elétrica do motor em comparação com o controle orientado pelo campo convencional.

O capítulo 4 corresponde à análise computacional usando a ferramenta Matlab/Simulink®. Este capítulo está dividido em três partes: inicialmente é descrito o sistema simulado, incluindo a modelagem do motor de indução de enrolamentos abertos; em seguida são apresentados os parâmetros do sistema (baseados nos valores reais do teste experimental) e as constantes dos controladores; finalmente são discutidos os resultados, comparando o comportamento do motor acionado com a técnica proposta de duplo conversor com o desempenho do controle orientado convencional.

O capítulo 5 corresponde à validação experimental dos resultados obtidos nas simulações. Neste capítulo é descrita detalhadamente a topologia da bancada experimental, assim como são discutidos e comparados os resultados obtidos. Como a placa de desenvolvimento experimental dSPACE 1103 é usada tanto para o controle de um dos conversores utilizados (CT) quanto para a aquisição dos resultados, as suas principais características são descritas rapidamente. Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Alargamento da Região de Potência Constante no Motor de Indução

O sistema de propulsão desempenha um papel muito importante nos veículos elétricos (EHSANI et al., 2007). Este sistema é composto pelo motor elétrico, os conversores de potência e o sistema de controle. O motor converte a energia elétrica em mecânica para a propulsão do veículo ou vice-versa para permitir a frenagem regenerativa que possibilita o carregamento do elemento de armazenamento com energia cinética própria do movimento; o conversor é o elemento que fornece as correntes e tensões requeridas pelo motor e; por último, o sistema de controle é quem comanda os pulsos de disparo das chaves do conversor de acordo com o comportamento requerido.

Ao contrário dos requisitos dos motores elétricos industriais convencionais, os motores utilizados nos VE requerem uma faixa alargada de velocidades de operação, frequentes paradas e arranques, altas taxas de aceleração e desaceleração e alto torque em baixas velocidades assim como baixos torques em altas velocidades (BISWAS et al., 2012). Para intentar satisfazer estes requisitos, as máquinas mais comumente utilizadas são os motores de indução, motores síncronos de ímãs permanentes e motores de relutância variável (ZERAOULIA et al., 2006).

No presente capítulo são brevemente descritas as características dos motores anteriormente mencionados. Considerando que neste trabalho é utilizado o motor de indução, são enumeradas algumas das principais técnicas de acionamento utilizadas para alargar sua região de potência constante e, com isto, melhorar seu desempenho em aplicações de tração.

2.1 Requisitos do motor utilizado em VEH

Os maiores requisitos para os motores utilizados em VE são sumarizados a seguir (ZERAOULIA et al., 2006; CHAN, 2007):

- Alto torque instantâneo e alta densidade de potência.
- Alto toque a baixas velocidades para arranque e escalada, também como alta potência nas velocidades de cruzeiro.
- Ampla faixa de velocidade com potência constante.
- Alta eficiência para a frenagem regenerativa.
- Alta confiabilidade e robustez para várias condições de operação.
- Um custo razoável (aceitável no mercado).

A determinação de quais das características anteriores são prioritárias depende intrinsecamente da aplicação específica para a qual o motor for utilizado, porém é comumente considerado que um comportamento com uma região entendida de potência constante é ideal para qualquer tipo de veículo (RAHMAN et al., 2000; WONG, 2001; EHSANI et al., 2005). Tal como foi mostrado na seção 1.3.1, um comportamento de potência constante é proveitoso para o desempenho de aceleração, a resposta em rampas e a redução das especificações de potência dos equipamentos elétricos e mecânicos do veículo.

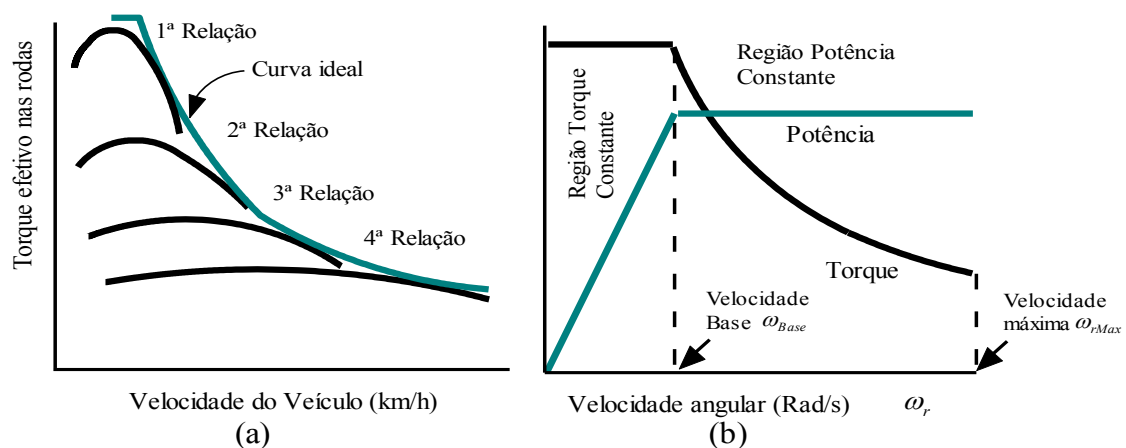


Figura 2.1. Característica torque velocidade. (a) para MCI, (b) para motor elétrico adequadamente controlado.

Um motor de combustão convencional tem um comportamento torque-velocidade bastante distante da característica ideal de potência constante (torque inverso à velocidade), tal como mostrado na Figura 2.1(a). Por esta razão, nos veículos tradicionais é utilizada uma transmissão de múltiplas relações, que cumpre a tarefa de aproximar a curva resultante à característica desejada. No caso dos motores elétricos adequadamente controlados por inversores de potência, o comportamento é mais aproximado à característica ideal, como mostrado na Figura 2.1(b). Se a região de

potência constante do motor elétrico é suficientemente longa (uma relação 4:1 entre velocidade máxima e velocidade base é considerada adequada (RAHMAN et al., 2000)), é possível dispensar a caixa de velocidades de múltiplas relações.

2.2 Tipos de Motores principalmente utilizados em VEH

Como mencionado, existem três alternativas principais de motores que estão sendo considerados atualmente para aplicações de VE e VEH: motor de relutância variável, motor síncrono de ímãs permanentes e motor de indução. Na Figura 2.2 é apresentada uma vista das seções transversais de cada um destes três tipos de motores.

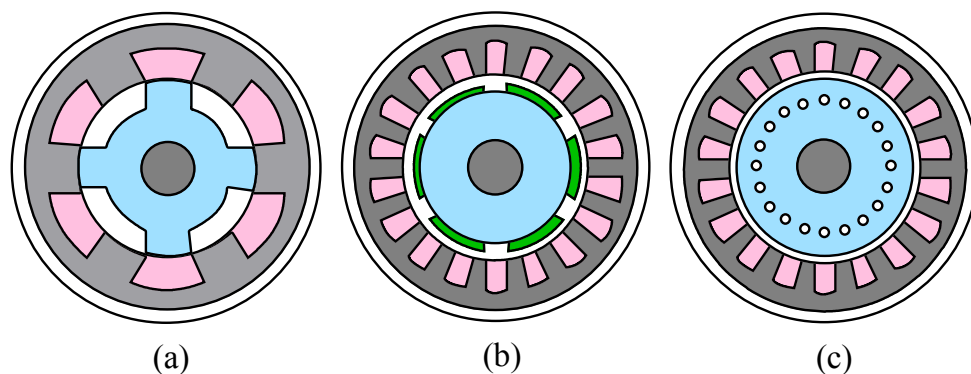


Figura 2.2. Principais motores industriais utilizados em aplicações de VE. (a) Motor de relutância variável, (b) Motor de ímãs permanentes, (c) Motor de indução.

Motores de Relutância

Os motores de relutância são interessantes para aplicações de propulsão elétrica por sua construção robusta, controle relativamente simples e habilidade de operação em altas velocidades, nas quais o fator de potência da máquina é aprimorado (EHSANI et al., 2001). Por outro lado, as maiores desvantagens deste tipo de motor são o alto torque de *ripple* e o ruído acústico. Estes motores precisam, ainda, de uma topologia especial do conversor.

Motores de Ímãs Permanentes

O motor de ímãs permanentes é atualmente a opção mais comumente utilizada no projeto de VE, principalmente o motor de CC sem escovas (BLDC- *Brushless DC*) (CHAN, 2007). Isto é consequência de suas excepcionalmente altas densidades de torque e de potência, especialmente quando são utilizados ímãs de alta densidade de fluxo magnético (ímãs de terras raras). Em um motor BLDC o peso e o volume são

significativamente reduzidos para uma determinada exigência de potência. Outras das características favoráveis dos motores BLDC são: sua eficiência maior, inerente à ausência de perdas no rotor e sua melhor dissipação do calor (ZERAOULIA et al., 2006). Contudo, estes motores têm uma curta capacidade de enfraquecimento de campo, própria do campo magnético fixo dos ímãs, que não permite alongar a faixa de potência constante de forma representativa. Para lidar com este limitante, em ocasiões são utilizados enrolamentos de campo adicionais que, em altas velocidades, injetam uma corrente de campo em contra fase que permite o enfraquecimento do fluxo magnético dos ímãs (CHEN; CHAU, 2001). Esta modificação pode satisfazer o requisito de velocidade, mas afeta negativamente a eficiência da máquina (KIRTLEY et al., 2009).

Motores de Indução

O Motor de Indução é considerado como candidato para a propulsão de VE e VEH devido a sua confiabilidade, robustez, baixa manutenção, baixo custo e sua habilidade para operar em ambientes hostis (ZERAOULIA et al., 2006). A operação com potência constante para velocidades maiores à base (ω_{Base} na Figura 2.3) é obtida por intermédio do enfraquecimento do campo. Teoricamente esta região pode ser estendida para altas velocidades sempre que não supere os limites de tensão de isolamento ou de equilíbrio mecânico da máquina (ALLEN-BRADLEY, 1998). Porém, em um acionamento convencional de frequência variável é comum que a tensão máxima do conversor seja atingida para frequências de alimentação próximas à nominal (velocidade base). Deste modo, incrementos adicionais na frequência não poderão ser acompanhados pela tensão, afetando a relação tensão - frequência de alimentação (v/f) e originando uma queda na capacidade máxima de torque, como mostrado na Figura 2.3. Esta queda ocasiona que a região de potência constante esteja limitada até o ponto em que o torque requerido seja igual à capacidade máxima de torque, o que acontece em uma velocidade denominada ω_{Max} . Para um motor convencional é comum que ω_{Max} esteja em torno de duas vezes ω_{base} (EHSANI et al., 2007).

Comparados aos motores de ímãs permanentes, os motores de indução têm eficiência e densidade de torque menores, razões pelas quais são mais volumosos e pesados. No entanto, novas técnicas de fundição sob pressão têm permitido a substituição da gaiola de esquilo de alumínio por seu equivalente em cobre (KIRTLEY et al., 2007). Nestes motores de gaiola de cobre, o tamanho e o peso podem ser consideravelmente reduzidos em comparação com um motor de indução convencional, e a eficiência pode ser

melhorada ao ponto de ser superior à do motor de ímãs permanentes de potência similar em altas velocidades (KIRTLEY et al., 2009).

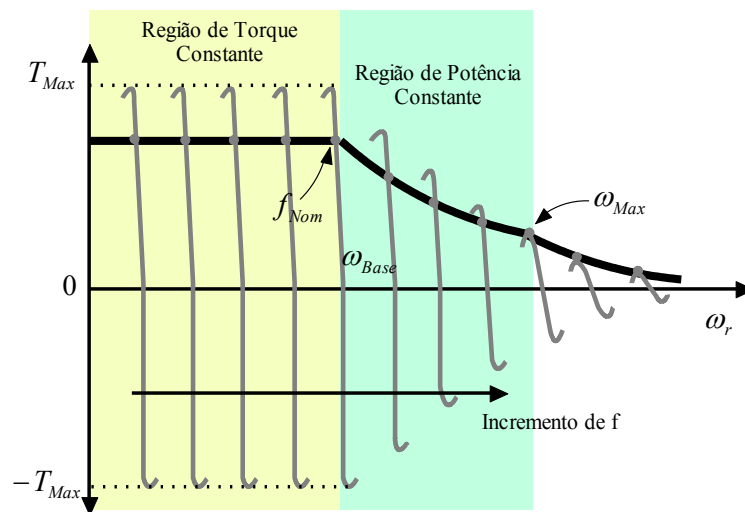


Figura 2.3. Curvas de torque do motor de indução em um controle de frequência variável.

No presente trabalho é adotado o uso do motor de indução porque, além de ser um dos mais fortes candidatos a ser aceitos em aplicações de VE, é o tipo de motor mais comumente utilizado em aplicações industriais e em muitas destas aplicações a característica da carga é inerentemente de potência constante. Com isto, o acionamento aqui estudado pode ser utilizado não unicamente em VE, mas em diversas outras aplicações.

2.3 Estratégias de controle para ampliar a região de potência constante do MI

Diferentes técnicas de acionamento têm sido propostas para alongar a região de operação de potência constante dos motores de indução de forma eficiente e sem sobre dimensionar o motor. Estas técnicas estão baseadas, parcial ou plenamente, no uso da eletrônica de potência e têm dois enfoques principais: No primeiro, as estratégias buscam modificar a impedância equivalente por fase do motor de acordo com a velocidade da máquina, enquanto que no segundo enfoque, as técnicas procuram dar um impulso na tensão aplicada nos terminais do motor, para que a capacidade de torque diminua com um comportamento menos severo para velocidades maiores do que a nominal. A seguir são apresentadas algumas das principais estratégias de controle mencionadas na literatura.

2.3.1 Sobre dimensionamento do sistema

Na Figura 2.4 é mostrada uma família típica de curvas torque-velocidade de um motor de indução com controle de frequência variável; para este acionamento é assumido que a amplitude da tensão do conversor que controla o motor chega ao seu valor máximo depois de uma velocidade de 1 pu e que a região de potência constante requerida compreende uma faixa de velocidade de 1 pu até 4 pu (relação de velocidades de 4:1). Como já foi mencionado, manter a tensão constante enquanto a frequência de alimentação aumenta ocasiona uma queda na capacidade de torque, esta redução no torque tem um comportamento inversamente quadrático à velocidade. Deste modo, para igualar o requisito de torque de uma carga com potência constante na velocidade de 4 pu (torque de carga de 0,25 pu na velocidade 4 pu), é necessário que a capacidade de torque do motor na velocidade nominal seja de pelo menos de 4 pu como pode ser interpretado da Figura 2.4. Como a capacidade máxima de torque de uma máquina convencional é aproximadamente de 2-2,5 pu do torque nominal (OSAMA; LIPO, 1996), satisfazer este requisito pode implicar na duplicação das especificações de potência do motor.

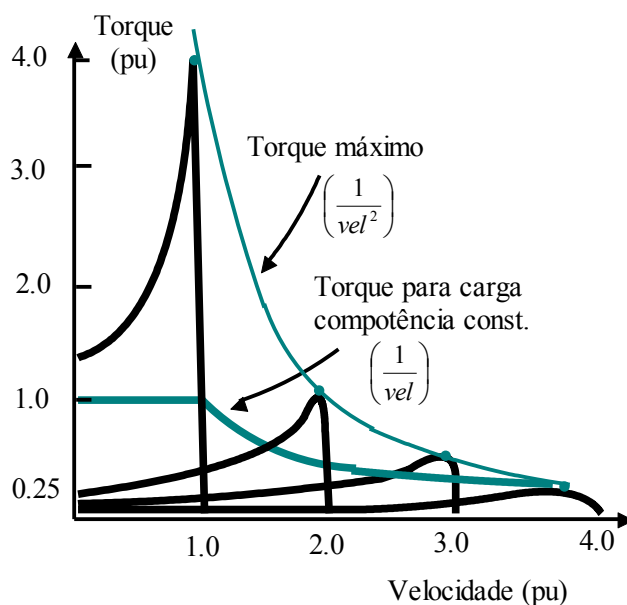


Figura 2.4. Curvas de torque-velocidade de um motor de indução com sobre dimensionamento.

A interseção do torque máximo da máquina com a curva de torque requerido para uma carga com potência constante também pode ser estendida mediante o uso de um conversor com maior capacidade de tensão (e não aumentando as especificações de potência do motor). Se a faixa de velocidades na qual a relação permanece constante é

estendida (maior do que o intervalo de 0 a 1 pu), o decaimento do torque máximo começará a partir de velocidades superiores a 1 pu (BOGLIETTI et al., 1993). Sob este enfoque, para atingir uma relação de velocidades de 4:1 na zona de enfraquecimento, e considerando que a capacidade de torque máximo do motor é de 2 pu, é requerido que a tensão máxima do conversor supere $\sqrt{2}$ vezes a tensão nominal da máquina, como mostram as equações (2.1) e (2.2).

$$\frac{T_{max}}{(\omega_{Max}/\omega_{Base})^2} = T_{4pu} \quad \text{então} \quad \omega_{Base} = \omega_{Max} \sqrt{\frac{T_{4pu}}{T_{max}}} \quad (2.1)$$

Substituindo os valores de ω_{Max} , T_{4pu} e T_{max} temos:

$$\omega_{Base} = 4 \sqrt{\frac{0,25}{2}} = \sqrt{2} \text{ pu} \quad (2.2)$$

Assim, a relação (v/f) deve permanecer constante até uma tensão, e frequência, de $\sqrt{2}$ vezes os valores nominais da máquina.

2.3.2 Técnica de comutação de enrolamentos

Algumas das técnicas tradicionalmente utilizadas para ampliar a região de potência constante do MI baseiam-se na modificação de sua impedância equivalente por fase. Um motor com menor impedância tem uma faixa de enfraquecimento maior, porém um requisito de corrente maior para o mesmo torque, assim como um maior torque de *ripple* (KIM; SUL, 1995). Deste modo, seria vantajoso dispor de um motor com impedância variável, maior em baixas velocidades e menor nas altas velocidades. Para obter esta característica, alguns autores propõem o uso de comutadores magnéticos que modificam os enrolamentos do estator quando o motor chega a uma determinada velocidade. Em (KUME et al., 1991) são utilizados enrolamentos do estator duais, como o apresentado na Figura 2.5, estes enrolamentos possuem dois terminais de conexão para cada fase; um de alta impedância utilizado em baixas velocidades e outro de baixa impedância utilizado para altas velocidades. A comutação entre o terminal de alta e baixa impedância é realizada de forma discreta por um contator externo.

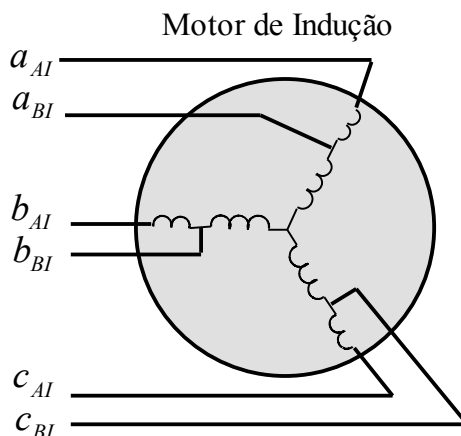


Figura 2.5. Motor de indução com dois enrolamentos por fase, um de alta impedância (AI) e um de baixa impedância (BI).

A principal desvantagem deste tipo de acionamento consiste na incapacidade de manter o torque eletromagnético constante durante a modificação da impedância por fase.

2.3.3 Modulação do número de polos da máquina

A diminuição da impedância equivalente monofásica do motor de indução também pode ser realizada através da modificação do número de polos (OSAMA; LIPO, 2000). Técnicas tradicionais como a ligação Dahlander (STEPHAN, 2008) utilizam contatores externos que modificam as conexões internas da máquina de forma discreta buscando mudar o número de polos. Alternativamente, existem técnicas de modificação eletrônica do número de polos; nestas estratégias a distribuição espacial do campo magnético é modificada para obter o comportamento equivalente ao fluxo magnético de uma máquina com o número de polos desejado. Esta modificação é realizada mediante o controle da corrente circulante em dois grupos de enrolamentos trifásicos (OSAMA; LIPO, 1996; JIANG et al., 2003). Em (MORI; MIZUNO, 1997) um motor de indução que modifica o número de polos de oito para quatro é utilizado em um veículo elétrico.

Nesta tendência, o conceito básico da abordagem de Osama em (OSAMA; LIPO, 1996) consiste no projeto de um motor de indução especial com dois grupos de enrolamentos trifásicos. Cada grupo está conectado em uma conexão Y isolada do outro grupo, como mostrado na Figura 2.6(b). O controle do número de polos requeridos pela máquina para determinada velocidade é dado pelo comando das correntes circulantes em cada um dos grupos de enrolamentos. Na Figura 2.6(a) é mostrado como a modificação da direção da corrente na espira da fase d (que tem um espaçamento de 180° elétricos em relação à espira da fase a) permite modificar o número de polos em

uma relação de 2:1. Evidentemente, pode inferir-se que controlando a defasagem de cada par de enrolamentos opostos da Figura 2.6(b), é possível criar um fluxo magnético que varie de n polos a $2n$ número de polos.

A modificação eletrônica do número de polos requer do uso de dois conversores trifásicos (ou um conversor de seis fases) para alimentar os seis terminais do motor. Esta técnica elimina o uso de contatores externos para ampliar a faixa de velocidade e permite uma transição suave entre o modo de operação de n para $2n$ polos, de modo que as flutuações de torque na máquina no instante da troca podem ser eliminadas (MORI; MIZUNO, 1997).

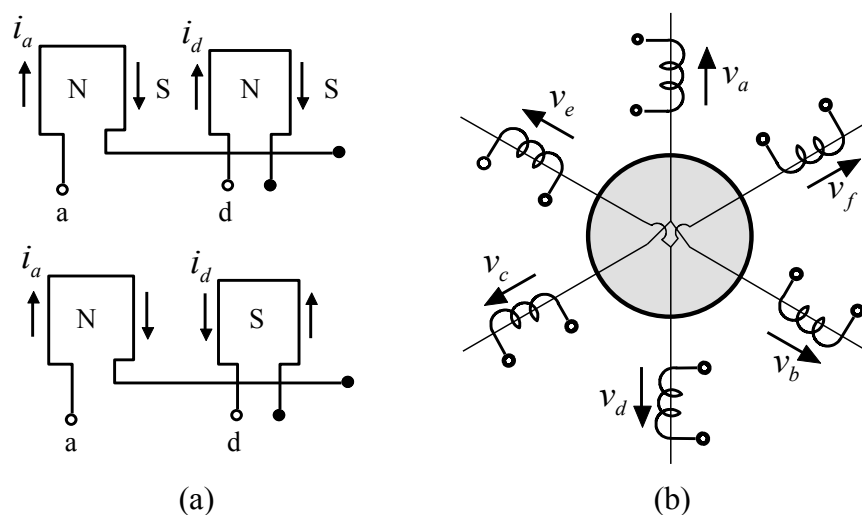


Figura 2.6. Fundamentos da técnica de modificação eletrônica do número de polos (a) sentido das correntes nos enrolamentos, (b) localização espacial do fluxo para cada enrolamento.

Ainda que neste acionamento não seja necessário incrementar as especificações de tamanho do conversor, é necessário projetar um enrolamento do estator com um ângulo de passo de espira especial, que facilite o fluxo de Força Magneto Motriz (FMM) quando é diminuído o número de polos em altas velocidades. Este ângulo de passo não convencional representa uma diminuição no fator de enrolamento da máquina nos dois modos de operação; como consequência, a corrente de magnetização deve ser incrementada em aproximadamente um 15% para manter a mesma densidade de fluxo no entreferro que em uma máquina normal. Este incremento origina um aumento marginal no tamanho do motor (OSAMA; LIPO, 1997).

2.3.4 Modulação de número de Polos e Fases

Outra das tendências atualmente propostas para melhorar a faixa de operação na região de potência constante consiste na denominada modificação de polos e fases

(PPM- *Pole-Phase Modulation*). Esta estratégia tem o mesmo foco da troca do número de polos anteriormente descrito, porém nesta abordagem o número de polos e o número de fases de um motor multifásico (mais do que três fases) são modificados simultaneamente. Esta variação de dois graus de liberdade apresenta maior flexibilidade para atingir a mudança eletrônica do número de polos e permite desenvolver diversas relações de velocidade (e não unicamente uma relação 2:1 como no caso anterior) (MILLER et al., 2001; GE et al., 2013).

As máquinas multifásicas estão ganhando grande atenção atualmente devido a sua capacidade de operar em condição de falha, corrente nominal reduzida e qualidade de torque melhorada (GAUTAM; OJO, 2012). Em geral um motor multifásico é considerado mais confiável do que seu equivalente trifásico. No controle PPM o motor utilizado deve ter um passo de bobina constante indiferentemente do número de polos com que esteja operando. Deste modo o número de ranhuras requeridas no estator é definido por:

$$Q = 2p_1q_1m_1 = 2p_2q_2m_2 \quad (2.3)$$

Onde Q é o número de ranhuras do estator; p_i , m_i , q_i são o número de par de polos, número de fases e número de ranhuras por polo por fase nos dois modos de operação ($i = 1; 2$), respectivamente. A relação de polos (k_{Polos}) é então definida por:

$$k_{Polos} = \frac{p_1}{p_2} = \frac{q_1m_1}{q_2m_2} \quad (2.4)$$

Na equação (2.4) $p_1 \leq p_2$ e k_{Polos} é um número inteiro maior do que 1. Uma das configurações mais comumente utilizadas neste enfoque consiste em um motor com capacidade de operação nos modos 9-fases/4-polos ou 3-fases/12-polos que, de acordo com (2.3), pode ser realizado em um estator com um número de ranhuras múltiplo de 36 (KELLY; STRANGAS, 2007; GE et al., 2013). Este tipo de motor consiste em um motor de nove enrolamentos simétricos que deve ser alimentado por meio de um conversor de nove braços.

A máquina de indução multifásica com acionamento PPM é controlada por um par de controladores independentes orientados pelo campo, onde o motor é considerado como se consistisse em duas máquinas diferentes atuando sobre a mesma carga; uma máquina de nove fases e outra trifásica. Para isto são utilizados dois eixos de referência para as correntes ($i_{\alpha 9}$ - $i_{\beta 9}$ e $i_{\alpha 3}$ - $i_{\beta 3}$) tal como é mostrado na Figura 2.7. O acionamento

é acoplado mediante um bloco que estabelece a referência de torque para cada um dos controladores orientados de acordo com a velocidade da máquina. A modificação do número de polos é efetuada incrementando o torque de referência para uma das máquinas enquanto se diminui a referência para a outra máquina (KELLY et al., 2003).

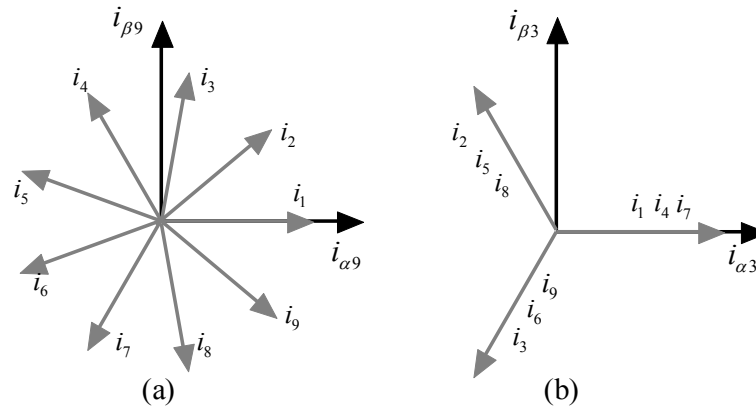


Figura 2.7. Relação entre os eixos α - β e os eixos naturais. (a) No caso de 9 fases/4 polos, (b) No caso 3 fases/12 polos.

2.3.5 Acionamento de Duplo Conversor

A topologia de duplo conversor, apresentada na Figura 1.9, já tem sido utilizada em trabalhos anteriores focados em aplicações de tração (KIM et al., 2004; WELCHKO, 2005; GERRITS et al., 2012; HAQUE et al., 2013). Esta topologia foi originalmente projetada em (SHIVAKUMAR et al., 2001) como uma alternativa para o desenvolvimento de conversores multiníveis. Neste arranjo, a combinação de dois conversores de 2 níveis pode fornecer como resultado um diagrama de vetor espacial idêntico ao correspondente a um conversor de três níveis (se as tensões nos dois lados CC são iguais), ou pode representar o diagrama espacial de um conversor de quatro níveis (se as tensões dos capacitores estão repartidas em uma relação de 2:1) (WELCHKO, 2005).

Se no arranjo da Figura 1.9 os capacitores do conversor traseiro são substituídos por uma fonte de tensão CC, o circuito resultante para cada fase dos enrolamentos do motor é similar a uma ponte H, como pode ser observado da Figura 2.8. Neste esquema, ao contrário de uma ponte H convencional, são utilizadas duas fontes CC isoladas, (uma para cada elo CC dos dois conversores) com o propósito de bloquear a passagem de correntes de terceiro harmônico entre os enrolamentos da máquina (SHIVAKUMAR et al., 2001).

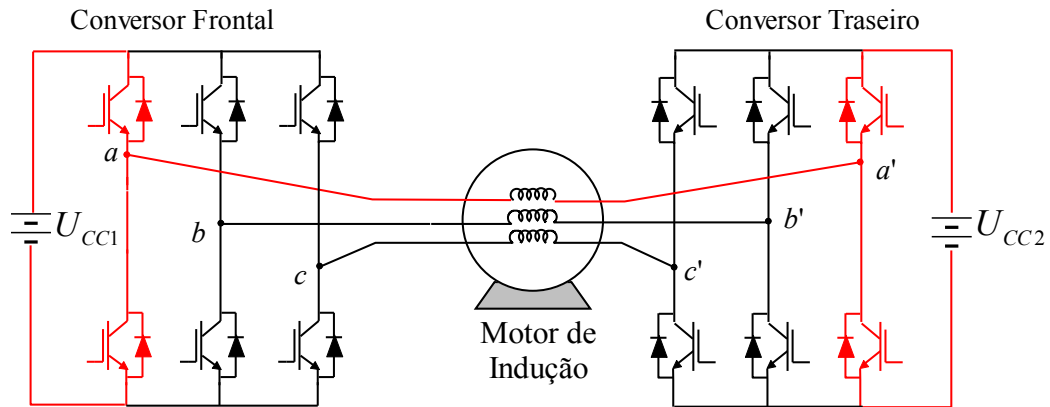


Figura 2.8. Analogia da topologia de duplo conversor com uma ponte H trifásica.

Se na configuração da Figura 2.8 as tensões das duas fontes são iguais, o valor eficaz da componente fundamental em uma bobina do estator é dado por $V_{aa' rms} = m_a \cdot U_{cc}$, onde m_a é o índice de modulação. Entretanto, a expressão para a tensão eficaz de frequência fundamental em uma bobina do motor quando acionada por uma ponte trifásica convencional, e com conexão interna em Δ é $V_{ab rms} = m_a \cdot \sqrt{3}/2 \cdot U_{cc}$ (RASHID, 2001). Deste modo, o uso da topologia de ponte H traz intrinsecamente consigo um aumento de pelo menos 15% na tensão de alimentação disponível para o motor. Esta topologia pode ainda facilitar a integração de duas fontes diferentes de energia elétrica (por exemplo, células de combustível e baterias) em um sistema no qual o controle da tensão individual de cada conversor permite controlar simultaneamente a saída de potência do motor e o fluxo de energia entre as duas fontes CC. Em (WELCHKO, 2005) são simuladas diversas opções de controle para este sistema como: controle de fator de potência unitário, de tensão em quadratura e de utilização ótima do conversor.

Em relação ao objetivo principal do presente trabalho (alongamento da região de potência constante), a topologia de duplo conversor com capacitor no elo CC do conversor traseiro (Figura 1.9) pode ser utilizada para aumentar a tensão fundamental nos terminais da máquina em altas velocidades. Neste sistema, as correntes de magnetização do estado de repouso carregam aos capacitores do CT a um nível estável de controle para que durante a operação do motor, a tensão aplicada na máquina seja a soma resultante das tensões nos dois conversores. No trabalho de Ewanchuk (EWANCHUK et al., 2013) isto é conseguido através do ajuste da diferença de ângulo de fase entre os dois conversores.

A estratégia de controle utilizada no presente trabalho utiliza como base a abordagem de Kim apresentada em (KIM et al., 2004). Nesse trabalho, o controlador impõe que o conversor traseiro (CT) injete uma tensão trifásica nos terminais do motor que permita cancelar a tensão reativa originada pela reatância de dispersão da máquina. Esta tensão, que aumenta em amplitude com o aumento da velocidade do motor, não representa potência ativa, mas limita a região de operação de potência constante da máquina de indução.

No esquema de controle proposto no presente trabalho, o aumento na tensão nos terminais da máquina é conseguido mediante a injeção de uma potência reativa por parte do CT, ver Figura 2.9. Esta potência cancela a tensão reativa anteriormente mencionada, e é calculada utilizando um enfoque na teoria de potência instantânea pq (AKAGI et al., 2007), o qual constitui a principal contribuição deste trabalho em relação com as outras técnicas de controle encontradas na literatura. Uma descrição matemática detalhada da técnica de controle é apresentada no capítulo 3.

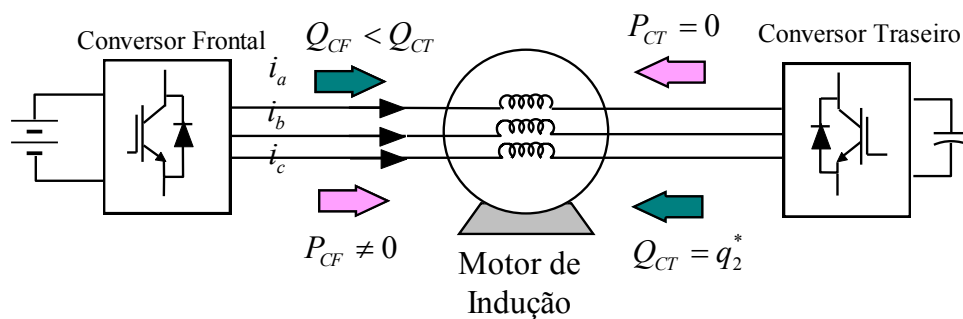


Figura 2.9. Esquema básico do esquema de acionamento proposto.

Capítulo 3

Estratégia de Controle do Acionamento de Duplo Conversor para o Motor de Indução

Este capítulo apresenta o sistema de controle utilizado no presente trabalho, assim como uma descrição de cada um dos elementos que o compõem. Como mencionado no capítulo anterior, a topologia utilizada corresponde à de duplo conversor da Figura 2.9 e a estratégia de controle utilizada procura alongar a região de operação de potência constante do motor, por meio de uma elevação na tensão aplicada em seus terminais, a qual está originalmente limitada pelo valor da tensão na bateria.

Na primeira parte deste capítulo, são descritos os fundamentos mais relevantes do controle orientado pelo campo (LEONHARD, 2001; MOHAN, 2001) assim como de algumas técnicas de enfraquecimento de campo utilizadas para a operação de motores em velocidades superiores à nominal. Em seguida, é descrito o enfoque teórico da compensação de tensão reativa proposto para o CT e é apresentado um diagrama esquemático completo do sistema de controle. Finalmente, é realizada uma análise matemática que mostra as características teóricas de torque elétrico - velocidade e potência mecânica – velocidade que podem resultar do uso do presente esquema de acionamento.

3.1 Controle orientado pelo campo

O controle orientado pelo campo (FOC- *Field Oriented Control*) é uma técnica de acionamento do motor de indução amplamente aceita em aplicações que requeiram uma resposta dinâmica não oscilatória e da ordem de poucos milissegundos no controle do torque elétrico. No controle orientado pelo campo, também conhecido como controle vetorial, as grandezas elétricas são representadas em um sistema de coordenadas girante à velocidade síncrona (denominado d - q) no qual o eixo real (d) coincide com a direção

do vetor espacial do fluxo enlaçado pelo rotor (λ_r) (SANTISTEBAN; STEPHAN, 2001). Por conseguinte o fluxo do rotor no eixo imaginário (q) é nulo, tal como representado na equação (3.1). Este alinhamento permite um controle de torque independente do fluxo e velocidade da máquina, razão pela qual a máquina de indução controlada vetorialmente é comumente comparada com os motores CC de excitação independente.

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (3.1)$$

Descrições do conceito de vetor espacial e do princípio do controle orientado pelo campo são apresentadas nos apêndices A e B do presente trabalho, respectivamente. Tal como mostrado no apêndice B, as equações dinâmicas do motor de indução quando o fluxo do rotor está corretamente alinhado com o eixo de referência são:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (3.2)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (3.3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P L_m}{L_r} \lambda_{rd} i_{sq} \quad (3.4)$$

Finalmente, a expressão no domínio de Laplace que mostra a dependência entre a corrente no estator no eixo direto e o fluxo enlaçado pelo rotor λ_{rd} é:

$$\lambda_{rd}(s) = \frac{L_m}{1 + \tau_r \cdot s} i_{sd}(s) \quad (3.5)$$

A maior velocidade para a qual o torque máximo do motor pode permanecer constante está limitada pela tensão máxima disponível na saída do conversor. À medida que a velocidade de rotação aumenta, a tensão requerida para satisfazer uma relação v/f constante também aumenta, de modo que existe uma velocidade de rotação denominada velocidade base (ω_{Base}), normalmente considerada como a velocidade nominal (ω_{Nom}), para a qual o limite de tensão do conversor é atingido. A operação do motor para velocidades maiores à base é obtida por intermédio do enfraquecimento do campo elétrico, no qual a referência de fluxo no rotor é diminuída para altas velocidades. Esta ação busca manter constante a tensão na saída do conversor, permitindo o funcionamento do motor sem violar seus limites ou os limites do seu

acionamento. Em seguida são apresentadas duas técnicas de enfraquecimento de campo comumente utilizadas.

3.1.1 Enfraquecimento linear do campo

O método convencional de enfraquecimento de campo é comumente denominado como “método $1/\omega_r$ ”; nele a referência de fluxo é estabelecida no valor nominal para baixas velocidades e diminui em relação inversa à velocidade do rotor para velocidades maiores que a base, tal como mostra a expressão (3.6):

$$\lambda_{rd}^* = \begin{cases} \lambda_{rdNOM} & \text{se } \omega_r \leq \omega_{Base} \\ \frac{\lambda_{rdNOM}}{\omega_r} & \text{se } \omega_r > \omega_{Base} \end{cases} \quad (3.6)$$

É comum que em aplicações que requeiram uma resposta transitória rápida, o nível de fluxo nominal seja estabelecido no seu valor máximo permissível (sem chegar a níveis de saturação), conseguindo desta maneira uma resposta de torque mais rápida e menores perdas de potência para determinada carga (PALMA, 1999).

3.1.2 Enfraquecimento do campo focado em obter máximo torque

O método de enfraquecimento de campo de “ $1/\omega_r$ ” não produz o máximo torque disponível pela máquina, já que no seu princípio de controle não são considerados os limites de tensão e de corrente específicos do conjunto motor-conversor (NOVOTNY; LIPO, 1996). No entanto, existem outras técnicas de diminuição do campo magnético que permitem aumentar o torque desenvolvido pela máquina durante todo o intervalo de enfraquecimento. No presente trabalho é considerado o esquema proposto por Kim S. (KIM; SUL, 1995) no qual as correntes de referência são determinadas considerando os limitantes elétricos do motor. Para entender o foco deste esquema é adequado esclarecer o significado dos limites de tensão e de corrente para um motor de indução, o que é feito a seguir:

Limite de tensão

A equação (3.2), correspondente à tensão no eixo d da máquina de indução em um controle orientado pelo campo, é equivalente em regime permanente a:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \quad (3.7)$$

A partir das equações (3.3), (3.5) e da definição do fator de dispersão σ de (B.5) é obtida a seguinte expressão em regime para a tensão no eixo q :

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e L_s i_{sd} \quad (3.8)$$

As tensões resultantes de (3.7) e (3.8) devem ser fornecidas pelo conversor a partir da sua tensão disponível no elo CC. A tensão máxima que pode ser sintetizada pelo conversor depende tanto do nível do elo CC quanto da estratégia de modulação PWM utilizada. Na estratégia de modulação de vetor espacial (*Space Vector Modulation – SVPWM*), utilizada no presente trabalho, o valor de pico monofásico máximo (V_{smax}) que pode ser sintetizado sem atingir sobremodulação é de $U_{cc} / \sqrt{3}$ (BROECK et al., 1988). Consequentemente o limite de tensão do acionamento é dado por:

$$v_{sq}^2 + v_{sd}^2 \leq V_{smax}^2 \quad \therefore \quad v_{sq}^2 + v_{sd}^2 \leq (U_{cc} / \sqrt{3})^2 \quad (3.9)$$

Se considerarmos que em altas velocidades a queda de tensão na resistência pode ser desprezada, o que é válido principalmente em máquinas de grande porte, a expressão (3.9) resulta em:

$$(\omega_e L_s i_{sd})^2 + (\omega_e \sigma L_s i_{sq})^2 \leq V_{smax}^2 \quad (3.10)$$

O limite de tensão de (3.10) corresponde a uma elipse no plano $i_{sd} - i_{sq}$ em função da velocidade do fluxo do rotor (ω_e). Para satisfazer o limite de tensão, as correntes i_{sd} e i_{sq} devem permanecer dentro da elipse para cada frequência de operação. Na Figura 3.1(a) é mostrado um conjunto de limites de tensão para o motor de indução utilizado no presente trabalho, cujos parâmetros são descritos na tabela 4.1; evidentemente o raio da elipse diminui à medida que a frequência de operação aumenta. Dito de outro modo, a capacidade de corrente controlável decresce com o aumento na velocidade da máquina, o que significa também um aumento na tensão interna do motor.

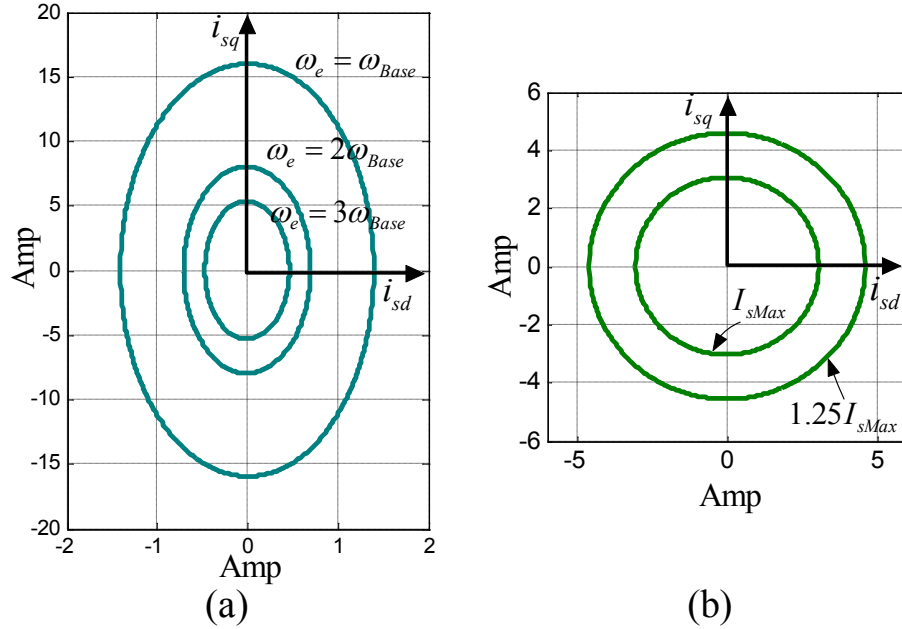


Figura 3.1. Limites de controlabilidade do controle orientado pelo campo (a) limite de tensão, (b) limite de corrente.

Limite de corrente

O limite de corrente é definido pelo valor da máxima corrente que pode circular pelo conjunto conversor-motor, o qual pode ser escrito nos eixos $d-q$ como:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{smax}^2 \quad (3.11)$$

Tal como mostrado na Figura 3.1(b), a representação do limite de corrente no plano $i_{sd} - i_{sq}$ corresponde a um círculo de diâmetro constante. No presente trabalho é considerado um limite de 125% de acordo com os valores nominais do motor. Um controlador que considere os dois limites de funcionamento, tensão e corrente, deve fornecer correntes de referência que permaneçam dentro da área comum entre o círculo e a elipse da Figura 3.1 para determinada frequência de alimentação.

No trabalho de Kim (KIM; SUL, 1995) as restrições de tensão e corrente são consideradas estabelecendo duas regiões de enfraquecimento:

Região 1: $\omega_{base} \leq \omega_e \leq \omega_1$ e Região 2: $\omega_e \geq \omega_1$, onde ω_{base} representa a velocidade base a partir da qual começa a diminuir o fluxo nominal; e ω_1 representa a velocidade que divide as duas regiões, descrita a seguir.

Equações do enfraquecimento de campo com torque máximo

Na Figura 3.2(b) é mostrado o comportamento dos limites de tensão e de corrente de forma conjunta, estas curvas foram obtidas a partir dos parâmetros reais do motor empregado neste trabalho. Como apresentado, na frequência nominal, a corrente

máxima no eixo d é dada pelo limite de tensão enquanto que a corrente máxima no eixo q pelo limite de corrente, porém à medida que a frequência do sistema aumenta o tamanho da elipse (correspondente ao limite de tensão) decresce, até chegar a estar totalmente embutida dentro do círculo do limite de corrente. Este decrescimento ocasiona que para frequências angulares elevadas, o ponto de operação esteja dado unicamente pelo limite de tensão; deste modo o enfraquecimento de campo com torque máximo considera duas regiões de operação, delimitadas por uma frequência angular que é denominada de ω_1 . O valor de ω_1 depende dos parâmetros da máquina, e corresponde na Figura 3.2(b) ao ponto de operação para o qual o par de correntes (i_{sd} e i_{sq}) que produziriam máximo torque considerando unicamente o limite de tensão, coincide com um ponto da curva do limite de corrente.

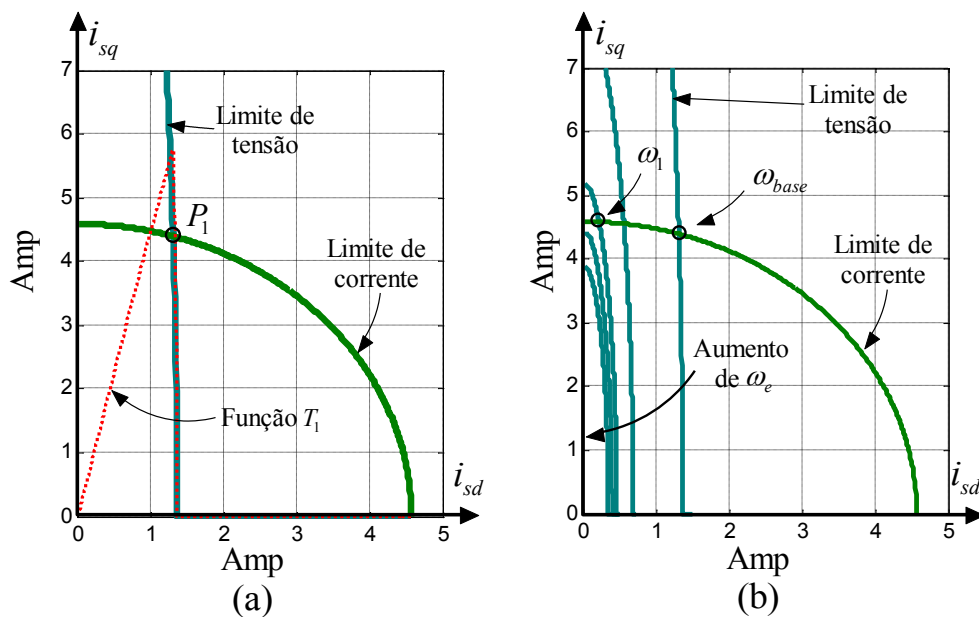


Figura 3.2. Enfraquecimento de campo considerando os limites de controlabilidade (a) Ponto de máximo torque na região 1, (b) velocidade angular para a qual a região de operação muda (ω_1).

Na região 1 ($\omega_{base} \leq \omega_e \leq \omega_1$) o par de correntes que produzem máximo torque, representadas mediante o ponto P_1 na Figura 3.2(a), corresponde ao ponto no qual os limites de tensão e de corrente coincidem. Esta definição é obtida a partir da análise da função T_1 , que é definida em (3.12) e corresponde a uma variável proporcional ao torque eletromagnético de estado estável. Na Figura 3.2(a) é desenhado o comportamento da função T_1 (linha vermelha tracejada) para uma serie de pares de correntes i_{sd} e i_{sq} que permaneçam dentro da área comum aos dois limites anteriormente apresentados. Desta figura é possível observar que o valor máximo de T_1 é obtido no instante em que os dois limites coincidem.

$$T_1 = i_{sd} \cdot i_{sq} = T_e / K \quad (3.12)$$

Deste modo, as correntes de referência na região 1 são determinadas igualando (3.10) e (3.11), o que dá como resultado:

$$i_{sd}^* = \sqrt{\frac{(V_{smax} / \omega_e)^2 - (L_s \sigma I_{smax})^2}{L_s^2 - (L_s \sigma)^2}} \quad (3.13)$$

$$i_{sq}^* = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{sd}^{*2}} \quad (3.14)$$

Onde i_{sd}^* e i_{sq}^* são as correntes de referência dos eixos d e q , respectivamente. A velocidade angular base, a partir da qual começa a ser realizado o enfraquecimento de campo (ω_{base}), é definida a partir de (3.7), (3.8) e (3.9) pela expressão (3.15). Onde I_d é a corrente nominal a vazio e I_q é a corrente máxima no eixo q , que é dada pelo limite de corrente:

$$\omega_{base} = \frac{\sqrt{V_{smax}^2 (I_d^2 L_s^2 + I_q^2 L_s^2 \sigma^2) - (L_s R_s (I_d^2 + \sigma I_q^2))^2} - I_d I_q R_s L_s (1 - \sigma)}{I_d^2 L_s^2 + I_q^2 L_s^2 \sigma^2} \quad (3.15)$$

Que pode ser expressa de forma aproximada por:

$$\omega_{base} \cong \frac{\sqrt{(V_{smax} I_d L_s)^2 - (L_s R_s (I_d^2 + \sigma I_q^2))^2} - I_d I_q R_s (L_m^2 / L_r)}{I_d^2 L_s^2} \quad (3.16)$$

Como anteriormente mencionado, para a segunda região de enfraquecimento ($\omega_e \geq \omega_1$) as correntes de referência vêm dadas unicamente pela condição de limite de tensão. Nesta região, as correntes de referência que produzem máximo torque podem ser determinadas substituindo (3.10) na função T_1 de (3.12), e igualando a derivada da função resultante a zero. Desta manipulação matemática resultam as correntes de referência de (3.17):

$$i_{sd}^* = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \quad i_{sq}^* = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e L_s \sigma} \quad (3.17)$$

Considerando que as correntes de (3.17) coincidem com o limite de corrente de (3.11) para a frequência limite ω_1 . O valor desta frequência angular pode ser determinado como:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_s^2 + \sigma^2 L_s^2}{2 \cdot L_s^4 \cdot \sigma^2}} \left(\frac{V_{smax}}{I_{smax}} \right) \quad (3.18)$$

3.2 Descrição matemática da estratégia de acionamento

Na presente seção é apresentado o fundamento teórico do esquema de controle empregado neste trabalho. Para isto é descrito inicialmente o componente reativo da tensão do estator e sua relevância em altas velocidades.

3.2.1 Interpretação da Tensão Reativa

A tensão no estator pode ser descrita em estado permanente através de uma representação fasorial das grandezas elétricas. Um fasor não é um vetor espacial, mas uma representação estática dele, tal como pode ser inferido a seguir:

$$\vec{v}_s(t) = v_a(t) \cdot e^{j0} + v_b(t) \cdot e^{j2\pi/3} + v_c(t) \cdot e^{-j2\pi/3} = \bar{V}_s(t) \cdot e^{j\theta_{vs}} \quad (3.19)$$

Que em termos dos componentes d e q do vetor espacial de tensão é:

$$\bar{V}_s = v_{sd} + jv_{sq} \quad (3.20)$$

Nas expressões anteriores \bar{V}_s é o fasor de tensão no estator, \vec{v}_s o vetor espacial da tensão e θ_{vs} corresponde ao ângulo do vetor girante de tensão em relação à referência fixa da fase a . Deste modo, as equações (3.2) e (3.3) podem ser representadas em regime permanente por:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_e \sigma L_s \bar{I}_s + j\omega_e \frac{L_m}{L_r} \bar{\lambda}_{rd} \quad (3.21)$$

Onde \bar{V}_s , \bar{I}_s , e $\bar{\lambda}_{rd}$ correspondem aos fasores da tensão de alimentação no estator, corrente do estator e fluxo no rotor, respectivamente. Em (3.21) o termo $R_s \bar{I}_s$ equivale à queda de tensão natural da resistência, o termo $j\omega_e \sigma L_s \bar{I}_s$ é denominado em (KIM et al., 2004) como tensão reativa de dispersão, a qual se encontra em quadratura com a corrente no motor e está relacionada diretamente com o aumento da velocidade elétrica angular; finalmente o termo $j\omega_e L_m \bar{\lambda}_{dr} / L_s$ corresponde à tensão interna do campo eletromagnético ou força eletromotriz FEM.

Utilizando a Tabela 4.1, que contém os parâmetros do motor de indução de gaiola de esquilo utilizado neste trabalho, foram obtidos os diagramas fasoriais da Figura 3.3. Os fasores mostrados nesses diagramas correspondem à tensão e à corrente no estator em

regime permanente, sendo o motor acionado mediante controle orientado pelo campo nas velocidades $\omega_e = \omega_{base} = 315$ rad/s (calculada por meio de (3.16)), $\omega_e = \omega_{e1} = 900$ rad/s (calculada utilizando (3.18)) e $\omega_e = 1280$ rad/s. Em termos de velocidades de rotação do motor, n_{base} equivale a 1370 rpm, n_{e1} a 3910 rpm e $\omega_e = 1280$ rad/s corresponde a $n = 5500$ rpm, que representam escorregamentos de 8,9%, 9% e 10% respectivamente. Para obter os resultados apresentados foi usado o método de enfraquecimento de campo de produção de máximo torque mencionado na seção 3.1.2, no qual a tensão disponível é aproveitada plenamente (KIM; SUL, 1995). Nos diagramas fasoriais da Figura 3.3, o fasor \vec{V}_s é obtido por meio de medição direta nos terminais do motor, que também coincide com o resultado da soma fasorial da equação (3.21).

Na Tabela 3.1 são mostradas as magnitudes dos componentes de tensão nos três casos:

Tabela 3.1: Magnitude dos componentes da Figura 3.3.

Caso	ω_e (rad/s)	$\omega_e \frac{L_m}{L_r} \ \vec{\lambda}_{dr}\ $ (V)	$\omega_e \sigma L_s \ \vec{I}_s\ $ (V)	$\ \vec{V}_s\ $ (V)
(a)	315	139,6	43,21	169,6
(b)	900	98,5	105,2	168,1
(c)	1280	97,2	108,1	168,7

Note-se que o componente $j\omega_e \sigma L_s \vec{I}_s$ está em quadratura com respeito ao fasor de corrente \vec{I}_s ; isto significa que este componente da tensão representa unicamente potência reativa (o que coincide com o nome atribuído). Esta tensão reativa tem uma amplitude relativamente pequena em relação à FEM ($j\omega_e \vec{\lambda}_{dr} L_m / L_s$) para velocidades menores ou iguais à base, porém com o aumento da velocidade este termo começa a crescer significativamente, de modo que para velocidades superiores a ω_1 o componente reativo supera a FEM e representa uma parcela importante do total de tensão aplicada nos bornes do motor (aproximadamente 62%). O aumento deste componente reativo piora o fator de potência das correntes de entrada do motor e diminui a capacidade de torque já que abarca uma parte representativa da tensão de alimentação disponível.

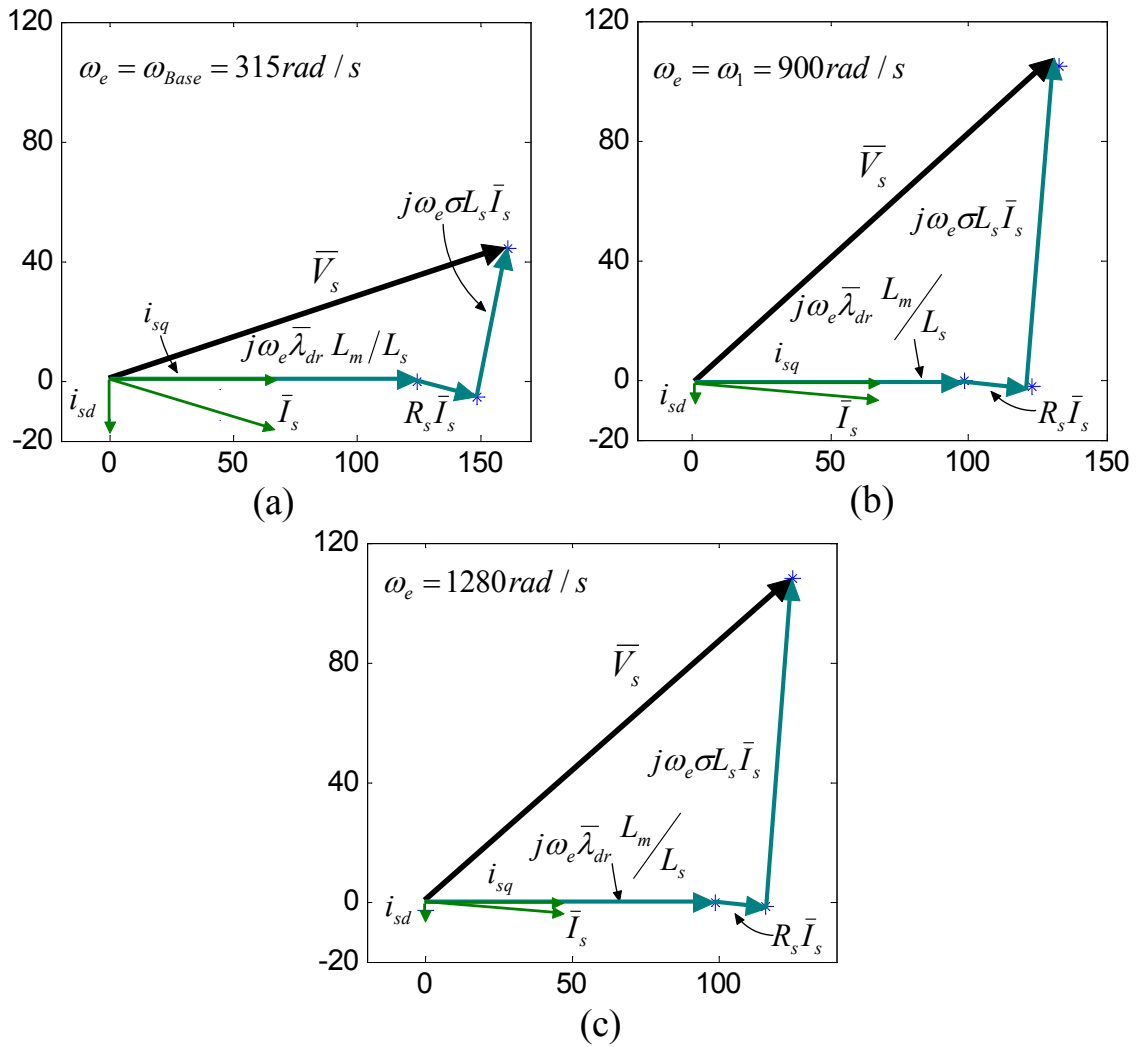


Figura 3.3. Diagramas fasoriais da relação entre os componentes de tensão reativa e força eletromotriz interna para diferentes velocidades. (a) $\omega_e = 315 \text{ rad/s}$, (b) $\omega_e = 900 \text{ rad/s}$ e (c) $\omega_e = 1280 \text{ rad/s}$.

3.2.2 Modelagem da estratégia de controle

Se em condições de alta velocidade como as apresentadas na Figura 3.3(b) e na Figura 3.3(c), o componente reativo da tensão do motor pudesse ser fornecido por outra fonte, a tensão remanescente que o inversor deveria entregar ao motor poderia ser reduzida em aproximadamente 30%. Neste caso, o inversor precisaria satisfazer unicamente o requisito da FEM e da queda de tensão da resistência, para atingir determinado ponto de operação. Em outras palavras, sua fonte CC poderia ser aproveitada mais satisfatoriamente.

Para fornecer a tensão reativa a partir de uma segunda fonte de alimentação, neste trabalho é utilizada a configuração de duplo conversor discutida na seção 2.3.5. A ideia básica da estratégia de controle consiste em que a fonte secundária (denominada como

Conversor Traseiro - CT) entregue unicamente a componente reativa de tensão requerida pelo motor ($j\omega_e \sigma L_s \vec{I}_s$) enquanto que o Conversor Frontal fornece os demais componentes da tensão da máquina enquanto controla a velocidade do rotor. Como nesta estratégia a potência teórica que o CT deve injetar ao motor é zero, seu elo CC é composto apenas por capacitores e não por uma fonte de energia CC.

Com o suporte de tensão reativa dado pelo CT, é obtida uma elevação na tensão nos terminais do motor, a qual alonga a faixa de operação na região de potência constante, de forma similar ao que ocorreria no caso de se utilizar um elo CC com maior nível de tensão (KIM et al., 2004). Na Figura 3.4 são mostradas esquematicamente as tarefas efetuadas pelos conversores:

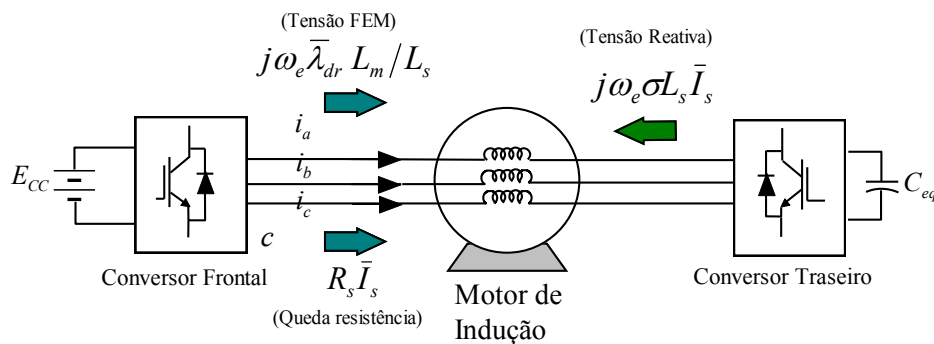


Figura 3.4. Papéis do CF e CT na estratégia de controle utilizada.

A seguir é reapresentada a Figura 1.9 onde a topologia do sistema de duplo conversor é mostrada de forma mais detalhada, o que será útil para determinar as equações que governam o comportamento do MI com enrolamentos abertos.

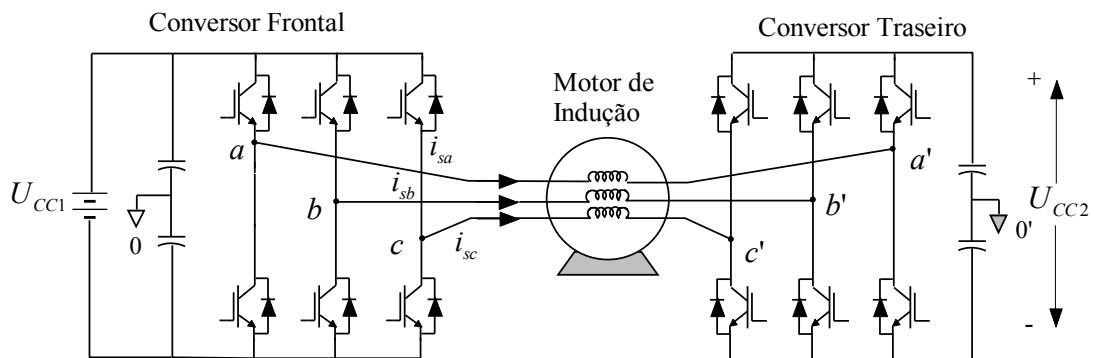


Figura 3.5. Topologia do acionamento de duplo conversor.

Da nomenclatura da Figura 3.5, as equações para as tensões em cada fase do estator são:

$$v_{aa'} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \lambda_{aa'} \quad (3.22)$$

$$v_{bb'} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \lambda_{bb'}$$

$$v_{cc'} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \lambda_{cc'}$$

Onde $\lambda_{aa'}$, $\lambda_{bb'}$ e $\lambda_{cc'}$ correspondem aos enlaces de fluxo para as fases a , b e c , respectivamente. Da lei de tensões de Kirchhoff, as tensões mencionadas em (3.22) equivalem a:

$$\begin{aligned} v_{aa'} &= v_{a0} - v_{a'0'} + v_{00'} \\ v_{bb'} &= v_{b0} - v_{b'0'} + v_{00'} \\ v_{cc'} &= v_{c0} - v_{c'0'} + v_{00'} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Somando as expressões da equação (3.23) e considerando as definições de (3.22), chega-se à seguinte expressão:

$$\begin{aligned} (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) - (v_{a'0'} + v_{b'0'} + v_{c'0'}) + 3v_{00'} \\ = R_s (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) + \frac{d}{dt} (\lambda_{aa'} + \lambda_{bb'} + \lambda_{cc'}) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Se assumirmos que as tensões geradas pelos conversores são idealmente simétricas, de tal forma que $v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = 0$ e $v_{a'0'} + v_{b'0'} + v_{c'0'} = 0$ então a somatória de correntes e de fluxos enlaçados são também zero o que origina em (3.24) que $3v_{00'} = 0$. Isto significa que sob esta simplificação os pontos médios dos conversores (0 e 0' na Figura 3.5) estão no mesmo potencial ou, dito de outro modo, virtualmente conectados. Em conversores trifásicos de três ramos como os apresentados na Figura 3.5 não é possível satisfazer $v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} = 0$ em todo instante de tempo, porém o valor médio desta tensão na frequência fundamental pode ser considerado nulo. Desta forma as expressões (3.22) e (3.23) podem ser reescritas utilizando vetores espaciais da seguinte forma:

$$\vec{v}_s \triangleq \vec{v}_{s1} - \vec{v}_{s2} = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s \quad (3.25)$$

Onde \vec{v}_s é o vetor espacial das tensões no estator, \vec{v}_{s1} e \vec{v}_{s2} são os vetores espaciais do CF e CT respectivamente, \vec{i}_s corresponde ao vetor espacial das correntes de linha do motor considerando o sentido indicado na Figura 3.5 e, por fim, $\vec{\lambda}_s$ é o vetor espacial do fluxo enlaçado entre os pontos $a-a'$, $b-b'$ e $c-c'$. Em caso de ser utilizado o referencial

do fluxo no rotor, as expressões (3.2) e (3.3) podem ser empregadas para descrever a expressão (3.25) nos eixos d e q .

$$\begin{aligned} v_{sd1} - v_{sd2} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \\ v_{sq1} - v_{sq2} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \end{aligned} \quad (3.26)$$

A equação (3.26) serve como base para definir os controladores de cada conversor, que são apresentados em seguida:

Filosofia de controle do Conversor Frontal – CF

Como o conversor traseiro ficará encarregado dos componentes da tensão reativa da equação (3.26) ($-\omega_e \sigma L_s i_{sq}$ e $\omega_e \sigma L_s i_{sd}$), a tensão que o conversor frontal deve fornecer será definida por:

$$\begin{aligned} v_{sd1}^* &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \\ v_{sq1}^* &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \end{aligned} \quad (3.27)$$

No entanto, para o controle da velocidade da máquina é conveniente utilizar um controlador focado no comando da corrente de estator em vez de um controle focado no comando da tensão. Principalmente porque desta maneira a dinâmica do estator (efeitos da resistência do estator, indutância do estator e tensões induzidas) pode ser compensada (LORENZ et al., 1994) e, por conseguinte, a complexidade reduzida. Como o controlador de corrente consiste no laço interno do controle, é fundamental que sua largura de banda seja a maior do sistema e, adicionalmente, que o erro em regime permanente seja reduzido.

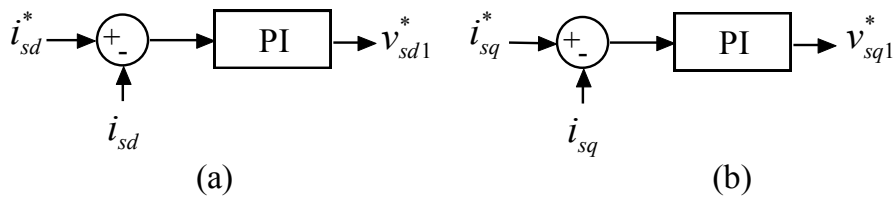


Figura 3.6. Cálculo das tensões a ser moduladas no CF (a) no eixo d , (b) no eixo q .

Neste trabalho o controle de corrente é efetuado no referencial girante d - q utilizando controladores proporcionais integrais (PI); como se pode ver da Figura 3.6, as saídas

destes controladores são tensões que devem ser moduladas pela técnica de modulação de largura de pulso (v_{sd1}^* e v_{sq1}^*). Tal como é comum no controle orientado pelo campo, neste trabalho a referência de corrente no eixo q (i_{sq}^*) é determinada a partir de um controlador de velocidade, considerando os parâmetros e limitantes da máquina, enquanto que a referência do eixo d (i_{sd}^*) é calculada através de um controlador PI do fluxo enlaçado pelo rotor, tal como é mostrado na Figura 3.8.

Filosofia de controle do Conversor Traseiro – CT

O principal trabalho do Conversor Traseiro consiste em eliminar os termos de tensão reativa da equação (3.26). Como mencionado, estes termos correspondem a tensões que não contribuem para o torque eletromagnético, mas solicitam uma porção representativa do nível de tensão disponível da fonte CC, principalmente em altas velocidades. Deste modo a tensão que, em primeira instancia, deveria ser sintetizada nos terminais CA do CT é dada por (3.28), onde é considerada a polaridade oposta do CT em relação com o CF (ver Figura 3.5).

$$\begin{aligned} v_{sd2}^* &= \omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq2}^* &= -\omega_e \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Diferentemente dos trabalhos encontrados na literatura, relacionados com o controle de motor de indução de enrolamentos abertos mediante o uso de duplo conversor, nesta dissertação o controle do CT está completamente baseado no uso da teoria de potência instantânea pq (AKAGI et al., 2007). Por tal motivo, as tensões de referência de (3.28) são representadas por uma potência reativa equivalente, definida em (3.29):

$$q_2^* = \frac{3}{2} (v_{sq2}^* \cdot i_{sd} - v_{sd2}^* \cdot i_{sq}) \quad (3.29)$$

Combinando (3.28) e (3.29) a potência reativa de referência pode ser expressa como:

$$q_2^* = -\frac{3}{2} \omega_e \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (3.30)$$

O termo $(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$ de (3.30) pode ser substituído por uma representação das correntes no estator no referencial fixo α - β . Considerando que neste trabalho as grandezas no referencial d - q são obtidas a partir de uma transformação invariante em amplitude, enquanto que as grandezas no referencial α - β utilizam uma transformação

invariante em potência, a relação entre a soma quadrática destes componentes vem dada por (3.31).

$$i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 = \frac{3}{2} \cdot (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (3.31)$$

Assim a potência reativa de referência para o CT é:

$$q_2^* = -\omega_e \sigma L_s (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \quad (3.32)$$

Para que o CT possua controlabilidade e consiga de fato injetar a potência de referência desejada, é necessário que a tensão no seu elo CC (U_{CC2}) permaneça constante em um valor de referência adequado. Portanto, além de fornecer a potência reativa de (3.32), outro escopo do controle do CT consiste em regular a tensão U_{CC2} . Evidentemente um regulador de tensão vai solicitar fluxo de potência ativa do conversor frontal através dos enrolamentos do motor de indução até o elo CC traseiro para carregar o nível de tensão requerido no capacitor do elo CC, o que pode interferir com o comportamento dinâmico do motor. Por esta razão este carregamento é efetuado antes da partida do motor. Uma vez que o elo CC traseiro é carregado, o fluxo de potência ativa entre o CT e o motor pode ser considerado desprezível.

Na teoria de potência instantânea (AKAGI et al., 2007) as potências ativas e reativas são definidas por:

$$\begin{bmatrix} p_2^* \\ q_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha 2}^* & v_{s\beta 2}^* \\ v_{s\beta 2}^* & -v_{s\alpha 2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Na configuração de duplo conversor o CF controla permanentemente as correntes circulantes no estator do motor, que também correspondem às correntes do lado CA do CT. Por este motivo, para estabelecer uma determinada potência nos terminais CA do CT, é necessário sintetizar as tensões de referência adequadas, que são calculadas a partir do valor instantâneo das potências de referência mediante (3.34):

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha 2}^* \\ v_{s\beta 2}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & -i_{s\beta} \\ i_{s\beta} & i_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_2^* \\ q_2^* \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Na Figura 3.7 é mostrado o esquema de controle completo resultante para o CT. A referência de potência reativa (q_2^*) é estabelecida a partir de (3.30) enquanto que a potência ativa p_2^* é o resultado de um controlador PI para o erro entre a referência de

tensão no elo CC (U_{CC2}^*) e o valor instantâneo desta tensão (U_{CC2}). As tensões resultantes de referência ($v_{s\alpha 2}^*$ e $v_{s\beta 2}^*$) são depois convertidas para tensões trifásicas e moduladas por meio da técnica de modulação PWM senoidal, tal como mostra o esquema geral da Figura 3.8.

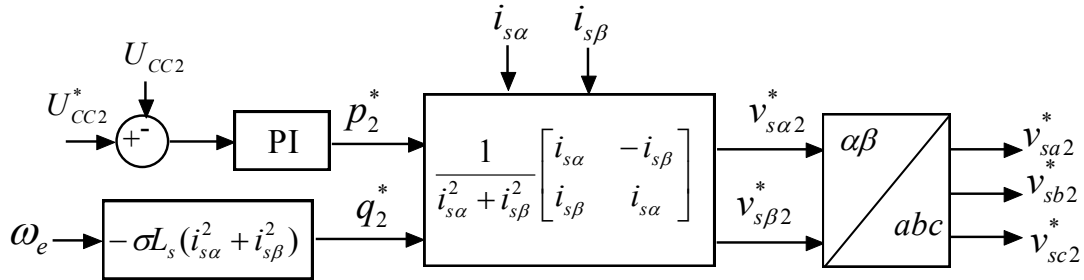


Figura 3.7. Cálculo das tensões de controle no CT.

A equação (3.34) é similar à utilizada no trabalho de Watanabe e Aredes (WATANABE; AREDES, 1998) para a tensão de compensação de um filtro ativo série. Topologicamente a configuração de duplo conversor da Figura 3.5 é comparável com um filtro ativo série no qual a compensação não é realizada entre a fonte e a carga, mas em um ponto de conexão localizado depois de cada fase da carga.

Um enfoque alternativo para o controle do CT que foi discutido no transcurso do desenvolvimento do presente trabalho, porém não desenvolvido, consiste em uma modulação PWM com índice de modulação constante, no qual a tensão de referência do capacitor do conversor traseiro varie em função da velocidade do motor. Utilizando este tipo de modulação, poderia ser diminuída a tensão aplicada sobre as chaves do CT, principalmente nos momentos de baixa velocidade (quando a tensão de compensação do CT é reduzida). Como mencionado, o desenvolvimento desta técnica não foi abordado neste trabalho, mas é destacado porque poderia ser interessante para futuros trabalhos.

3.3 Esquema Geral do controle

Nesta seção é descrita de forma geral a estratégia de controle do sistema completo, que é apresentada através de um diagrama de blocos na Figura 3.8. Como mostrado, um estimador de fluxo é utilizado para determinar a magnitude do fluxo magnético no rotor e sua posição espacial (θ_e), esta última é utilizada como ângulo de referência para todas as transformações entre eixos referenciais. Uma vez identificado θ_e , a corrente no eixo d (i_{sd}) controla diretamente o fluxo no rotor enquanto que a corrente no eixo q (i_{sq}) está relacionada com o torque elétrico; a referência para esta corrente de torque (i_{sq}^*) é o

resultado de um controlador de velocidade. A referência de fluxo no rotor λ_{rd} é determinada a partir da velocidade do rotor (ω_r) por intermédio do método de enfraquecimento de campo descrito na seção 3.3.4.

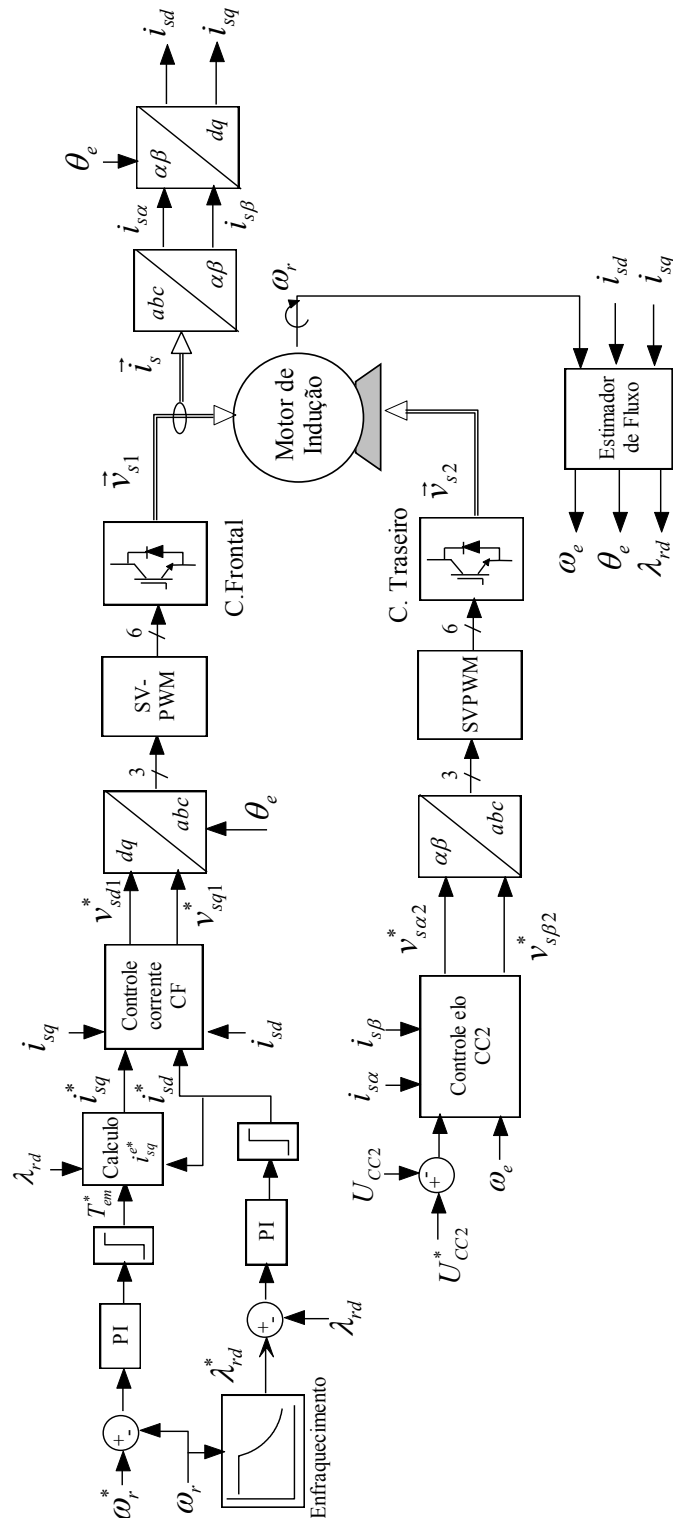


Figura 3.8. Diagrama de blocos do esquema geral de controle.

Para o conversor frontal as tensões de referência resultantes são determinadas mediante o controlador de corrente da Figura 3.6, estas tensões são sintetizadas por meio da técnica de modulação de vetor espacial SVPWM. No conversor traseiro as tensões de referência são determinadas por a estratégia descrita na Figura 3.7, e para este conversor também é utilizada a modulação de largura de pulso SVPWM. Do esquema da Figura 3.8 é possível identificar que a única variável comum nos dois controladores dos conversores é a velocidade angular do vetor de fluxo espacial (ω_e), realizando a determinação desta velocidade no controle de cada conversor é possível desacoplar os dois controladores, de tal forma que possam ser desenvolvidos em processadores diferentes. A seguir são descritos individualmente cada um dos elementos que compõem o diagrama de blocos da Figura 3.8.

3.3.1 Estimador de fluxo

O bloco denominado estimador de fluxo da Figura 3.8 corresponde a um modelo matemático do motor, no qual a partir das correntes no referencial $d-q$ e da velocidade mecânica do rotor pode-se determinar a posição, magnitude e velocidade angular do fluxo no rotor. Neste trabalho é utilizado o esquema da Figura 3.9 apresentado em (MOHAN, 2001).

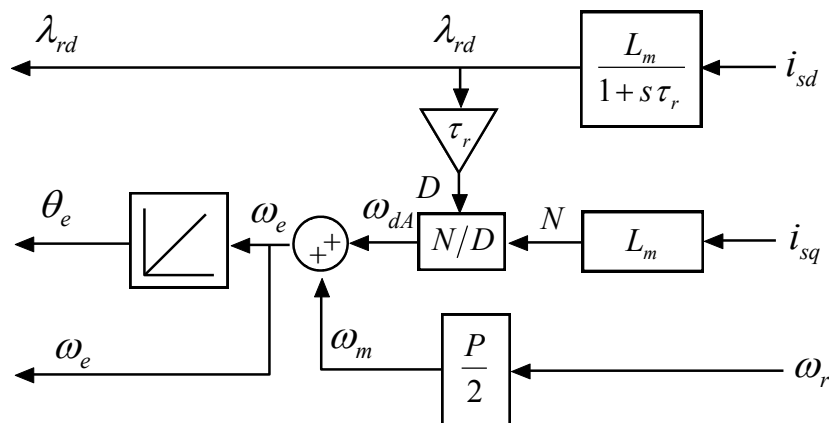


Figura 3.9. Diagrama funcional do estimador de fluxo no rotor.

3.3.2 Cálculo da referência de corrente no eixo q

A saída do controlador de velocidade do esquema da Figura 3.8 corresponde a uma referência de torque eletromagnético a ser gerado pelo motor de indução; para converter este torque em referência de corrente é utilizada a expressão (3.4) que relaciona o torque com os parâmetros da máquina e o fluxo eletromagnético. Adicionalmente no presente

trabalho é considerado o limite máximo de corrente do sistema, razão pela qual a referência de corrente inicialmente calculada (i_{sq}^{*1} na Figura 3.10) é limitada de acordo ao valor atual de i_{sd}^* e ao limite máximo de corrente.

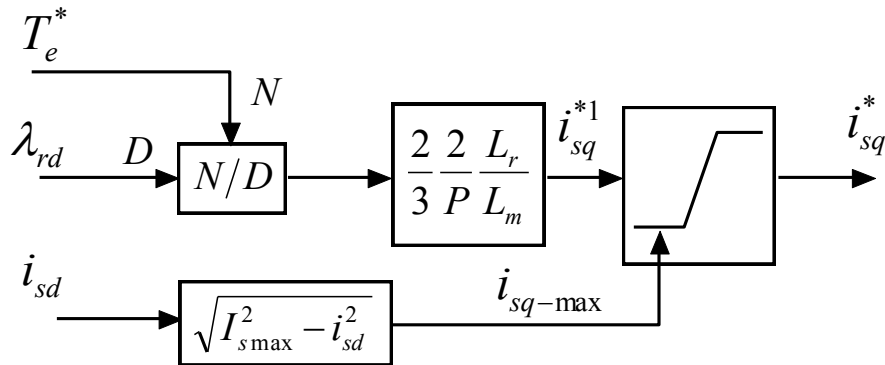


Figura 3.10. Diagrama de blocos do cálculo da corrente de referência i_{sq}^* .

3.3.3 Técnicas de modulação para os conversores VSC

Nos conversores fonte de tensão o controle da tensão sintetizada no ponto médio de cada braço é efetuado mediante o comando das chaves que compõem aquele braço. A coordenação dos pulsos de chaveamento é efetuada de tal forma que apenas uma chave de cada braço esteja fechada em determinado instante, evitando assim um curto-circuito no elo CC do conversor. Das diferentes técnicas de modulação, as baseadas no uso de modulação por largura de pulso (PWM) são as que têm proporcionado melhores resultados no controle de motores elétricos (PALMA, 1999). No transcurso do desenvolvimento do presente trabalho foram utilizadas duas técnicas de modulação, as quais serão brevemente descritas a seguir.

Modulação por Largura de Pulsos Senoidal (SPWM)

Na modulação convencional seno-triângulo SPWM, o instante de abertura ou fechamento das chaves de um braço do conversor é determinado a partir da comparação de uma onda de modulação (normalmente senoidal) com uma portadora triangular de alta frequência (BOWES; MOUNT, 1981). A partir do resultado da comparação é decidido se a chave superior estará fechada e a inferior aberta ou vice-versa. Na prática torna-se conveniente introduzir um tempo morto (*dead-time*) entre os instantes de modificação de estado de condução, durante este intervalo, as duas chaves do braço estão abertas, isto como medida de segurança para evitar curtos-circuitos.

Na Figura 3.11 são mostradas as formas de onda da portadora triangular e do sinal senoidal de modulação para uma fase em um conversor trifásico de dois níveis. Nesta figura é apresentado ainda o chaveamento resultante para a chave superior daquela fase. Como mostrado, o ciclo de trabalho da onda de chaveamento varia de acordo com o valor instantâneo da onda a modular. O valor pico da portadora corresponde à metade da tensão no elo CC ($U_{cc2}/2$), portanto, para que não exista sobremodulação, a magnitude máxima do sinal a modular não pode superar esse valor.

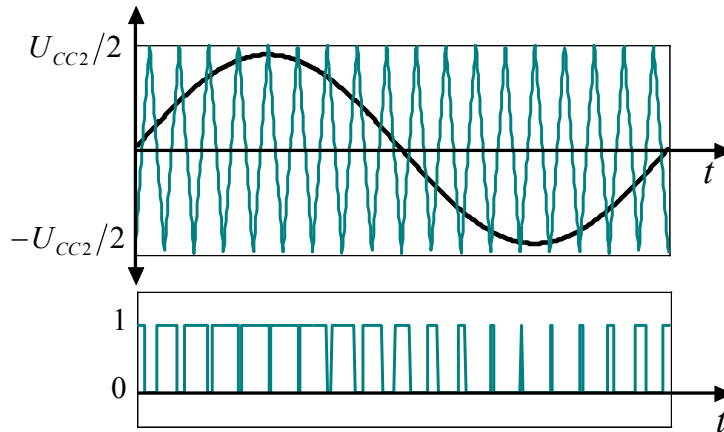


Figura 3.11. Formas de onda da modulação seno-triângulo.

Modulação Vetorial de Largura de Pulso (SVPWM)

A modulação SVPWM é um tipo de modulação por largura de pulso para o disparo das chaves de conversores trifásicos que é realizada utilizando o conceito de vetor espacial (ver Apêndice A). Esta técnica de modulação é vantajosa porque apresenta uma melhor utilização da tensão disponível no elo CC e menor conteúdo harmônico nas correntes de linha (BROECK et al., 1988). Para entender a representação vetorial das tensões trifásicas nos terminais de um conversor trifásico, na Figura 3.12 são mostradas as formas de onda dos oito possíveis estados para um conversor trifásico de dois níveis. Da mesma forma que no caso de modulação SPWM, é considerado que no instante em que a chave superior de um braço do conversor estiver fechada, a inferior deverá estar aberta e vice-versa. Por este motivo, na nomenclatura de um determinado estado do conversor, a posição das seis chaves é descrita unicamente pelo estado das chaves superiores onde 0 significa aberto e 1 fechado.

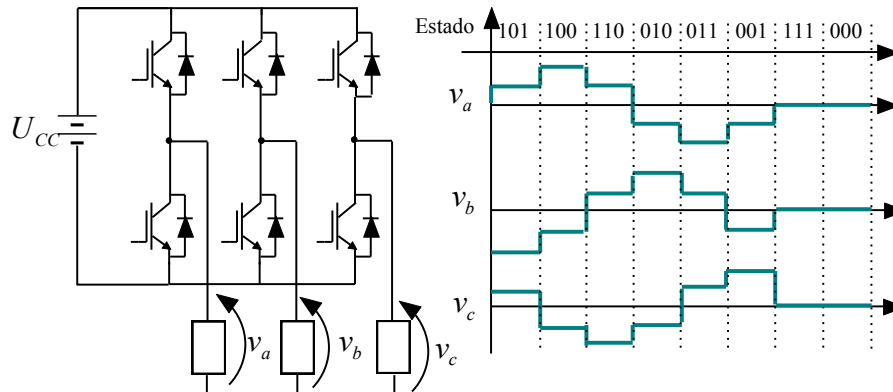


Figura 3.12. Possíveis combinações de tensões monofásicas em um conversor trifásico de dois níveis.

Cada um dos seis estados de comutação não nulos dá origem a um vetor no plano complexo $\alpha\beta$, tal como mostrado na Figura 3.13. Estes vetores estão separados entre eles por um ângulo de 60° e possuem uma magnitude de $2U_{cc}/3$ quando é utilizada uma transformação invariante em amplitude para a transformação das tensões trifásicas no plano $\alpha\beta$. As combinações nulas ($V_0(000)$ e $V_7(111)$) são representadas no plano complexo no ponto de origem dos eixos.

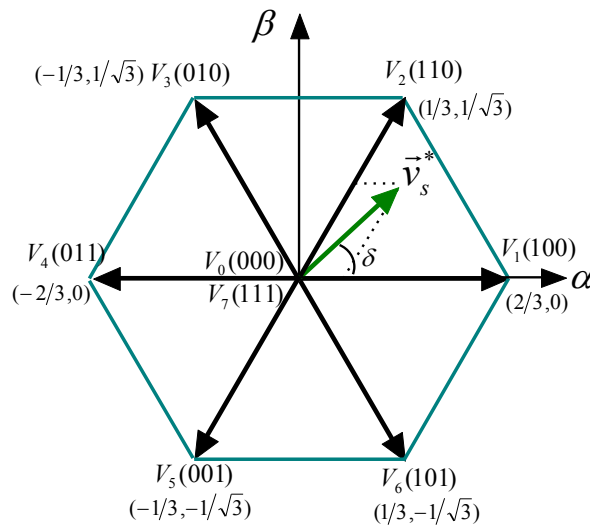


Figura 3.13. Hexágono dos vetores de saída do conversor, mostrando suas oito possibilidades.

A expressão (3.35) mostra como um vetor de tensão de referência \vec{v}_s^* pode ser sintetizado durante um intervalo de amostragem T_{por} pela média ponderada da tensão dos vetores adjacentes e dos dois vetores de magnitude nula.

$$\vec{v}_s^* \cdot T_{por} = \vec{V}_i \cdot t_a + \vec{V}_{i+1} \cdot t_b + (\vec{V}_0 \text{ ou } \vec{V}_7) \cdot t_0 \quad (3.35)$$

Onde t_a e t_b correspondem à duração de tempo no qual os vetores adjacentes \vec{V}_i e \vec{V}_{i+1} são respectivamente utilizados e t_0 é o tempo total da duração do vetor nulo, qualquer que seja \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 . Os tempos mencionados em (3.35) são determinados por meio das seguintes expressões, de acordo com (NEACSU, 2001):

$$t_a = \frac{\sqrt{3} \cdot \|v_s^*\|}{U_{cc}} \cdot T_{por} \cdot \sin(\pi/3 - \delta) \quad (3.36)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{3} \cdot \|v_s^*\|}{U_{cc}} \cdot T_{por} \cdot \sin(\delta) \quad (3.37)$$

$$t_0 = T_{por} - t_a - t_b \quad (3.38)$$

Para que na modulação SVPWM não exista sobremodulação, a amplitude do vetor espacial não deve superar a magnitude do maior raio circunscrito no hexágono da Figura 3.13, já que cada setor do hexágono corresponde a um triângulo equilátero, a magnitude máxima da referência de tensão pode ser determinada mediante (ver Figura 3.14):

$$v_{max}^2 = \left(\frac{2U_{cc}}{3}\right)^2 - \left(\frac{1U_{cc}}{3}\right)^2 \quad \therefore \quad v_{max} = \frac{U_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (3.39)$$

Como mostra o resultado da expressão (3.39), a modulação SVPWM permite um melhor aproveitamento da tensão do elo CC em comparação com a modulação PWM seno-triângulo (a magnitude máxima da tensão que pode ser sintetizada pela técnica SVPWM é 15% superior).

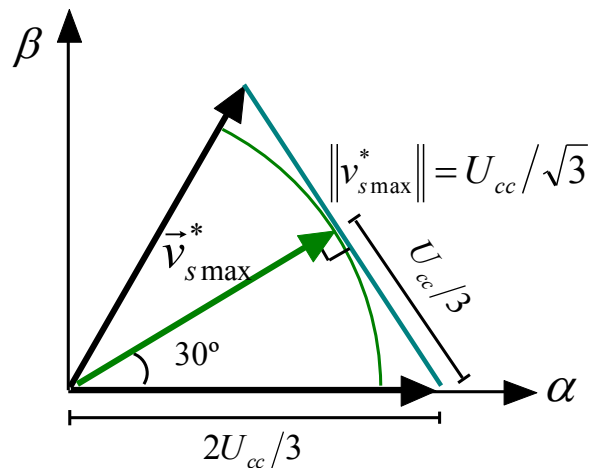


Figura 3.14. Definição do índice máximo de modulação.

3.3.4 Enfraquecimento de campo

Na parte inicial deste capítulo foram apresentados dois métodos de enfraquecimento, o método “ $1/\omega_r$ ” e um método de enfraquecimento dedicado a produzir o máximo torque disponível considerando os limites do motor (KIM; SUL, 1995). No enfraquecimento de campo para o controle do duplo conversor mostrado na Figura 3.8, também são considerados os limites máximos do motor, porém a técnica de enfraquecimento difere da apresentada na seção 3.1.2, tal como será mostrado a seguir.

Com a modulação SVPWM o valor pico máximo da tensão monofásica que pode ser sintetizada no lado CA do conversor é $U_{CC1}/\sqrt{3}$, deste modo o limite de tensão é definido da mesma forma que em (3.9) por:

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 \leq V_{1max}^2 = \left(\frac{U_{CC1}}{\sqrt{3}}\right)^2 \quad (3.40)$$

Substituindo em (3.40) as expressões em regime permanente para as tensões injetadas pelo CF, mostradas em (3.27), o limite de tensão é dado por:

$$(R_s i_{sd})^2 + \left(R_s i_{sq} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd}\right)^2 \leq V_{1max}^2 \quad (3.41)$$

Se uma vez mais desconsiderarmos a resistência do estator a expressão resulta em:

$$\omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \leq V_{1max} \quad (3.42)$$

A equação (3.42) mostra que no caso do duplo conversor o limite de tensão depende unicamente da corrente no eixo direto i_{sd} . De (3.42) pode ser deduzido que uma vez atingido o limite de tensão V_{1max} , o fluxo deve ter um comportamento inversamente proporcional à velocidade angular do fluxo para não ultrapassar o limitante de tensão. Por outras palavras, a referência de fluxo no rotor para velocidades superiores à base (ω_{base}) é dada por:

$$\lambda_{rd}^* = \frac{\omega_{base}}{\omega_e} \cdot \lambda_{rd-Nom} \quad (3.43)$$

3.4 Melhoria do torque elétrico na região de enfraquecimento

O cancelamento da componente reativa da tensão do motor, efetuado pelo conversor traseiro, eleva a tensão disponível nos terminais da máquina. Desde que este aumento de tensão não supere os limites de isolamento do motor, origina uma melhoria no

comportamento torque-velocidade do mesmo. No caso da máquina utilizada no presente trabalho, o isolamento é de 1 kV (WEG, 2009), esse valor limite é respeitado a fim de evitar danificar a integridade dos bobinados. A seguir é deduzida uma expressão para o torque eletromagnético teórico na região de enfraquecimento, também denominada região de potência constante.

Se na equação (3.42) o fluxo no rotor em regime permanente é expresso em termos da corrente do eixo direto ($\lambda_{rd} = L_m i_{sd}$), aquela expressão pode ser rearranjada para definir o valor máximo da corrente no eixo direto durante o enfraquecimento de campo:

$$i_{sd}^* \leq \frac{L_r}{L_m^2} \cdot \frac{V_{1max}}{\omega_e} \quad (3.44)$$

Tal como no motor convencional, o limite de corrente para o acionamento de duplo conversor é dado por (3.11). Desta maneira o valor máximo de i_{sq}^* depende do limite de corrente do conjunto conversor-motor I_{smax} e do valor instantâneo da corrente i_{sd}^* . O torque eletromagnético em regime permanente, expresso em (3.4), resulta máximo quando o fluxo no rotor também é o máximo possível, portanto na região de enfraquecimento o torque máximo é dado por:

$$T_{e-max} = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} L_m i_{sd-max}^* \cdot \sqrt{I_{smax}^2 - i_{sd-max}^{*2}} \quad (3.45)$$

Substituindo em (3.45) a corrente máxima no eixo d pela expressão da inequação (3.44) temos:

$$T_{e-max} = \frac{3P}{2} \frac{V_{1max}}{\omega_e} \sqrt{I_{smax}^2 - \left(\frac{L_r}{L_m^2} \cdot \frac{V_{1max}}{\omega_e} \right)^2} \quad (3.46)$$

Se agora considerarmos que a corrente do campo é muito menor do que a corrente de torque, aproximação que se torna mais exata com o aumento da velocidade, o torque resulta em:

$$T_{max} \approx \frac{3P}{2} \frac{V_{1max}}{\omega_e} I_{smax} \quad (3.47)$$

Finalmente a potência mecânica máxima no eixo é definida por:

$$P_{max} = T_{e-max} \cdot \left(\frac{2}{P} \omega_r \right) \quad (3.48)$$

$$P_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{1max}}{\omega_e} \cdot \omega_r \sqrt{I_{smax}^2 - \left(\frac{L_r}{L_m^2} \cdot \frac{V_{1max}}{\omega_e} \right)^2} \quad (3.49)$$

Se neste caso, além da aproximação das correntes de toque e de campo anteriormente efetuada, considerarmos também que a frequência elétrica (ω_e) e a velocidade angular de rotação (ω_r) são similares, a expressão aproximada para a potência mecânica resulta em:

$$P_{max} \approx \frac{3}{2} \cdot V_{1max} \cdot I_{smax} \quad (3.50)$$

Note-se que segundo as expressões aproximadas (3.47) e (3.50) o torque na região de enfraquecimento é inversamente proporcional à frequência de alimentação, enquanto que a potência máxima pode ser considerada constante durante todo o intervalo de enfraquecimento. Estes resultados, embora idealizados, descrevem o comportamento ideal para um sistema de tração e justificam, de forma teórica, o uso da estratégia de controle proposta no presente trabalho.

Capítulo 4

Simulações Computacionais

Neste capítulo são realizadas simulações computacionais para analisar o comportamento dinâmico e em regime do acionamento de duplo conversor proposto. O desempenho deste esquema de controle é comparado com o comportamento do controle orientado pelo campo convencional, mostrando sua superioridade em altas velocidades. As simulações realizadas são desenvolvidas com a ferramenta Matlab-Simulink® utilizando a *toolbox* SimPowerSystems. Nos sistemas simulados, todos os elementos de controle são de tipo discreto e o *solver* escolhido é de passo fixo sem estados contínuos. O principal objetivo destas simulações consiste em obter informação sobre o desempenho das estratégias de controle que serão úteis para determinar as constantes dos controladores, assim como para posterior comparação com os resultados experimentais.

4.1 Sistema modelado em Matlab/Simulink®

A *toolbox* SimPowerSystems inclui dentro de suas bibliotecas uma grande variedade de elementos elétricos (lineares e não lineares) que permitem modelar adequadamente quase todo tipo de sistema elétrico. Contudo, os motores de indução disponibilizados por Simulink® não consideram o caso de um motor de gaiola com enrolamentos abertos. Por este motivo foi necessário desenvolver um modelo matemático que representasse o motor elétrico utilizado nos testes experimentais, e permitisse verificar o correto funcionamento das técnicas de controle nas simulações. A descrição deste modelo de simulação, assim como dos demais elementos utilizados na presente análise de simulação é realizada a seguir.

4.1.1 Modelagem do motor de indução de dupla alimentação

As tensões trifásicas no estator do motor de enrolamentos abertos podem ser determinadas a partir da diferença das tensões entre os terminais frontal e traseiro tal como mostrado na Figura 4.1.

$$v_{sa} = v_{aF} - v_{aT} \quad v_{sb} = v_{bF} - v_{bT} \quad v_{sc} = v_{cF} - v_{cT} \quad (4.1)$$

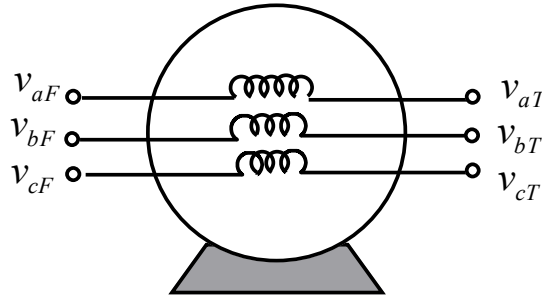


Figura 4.1. Motor de indução de enrolamentos abertos.

O conjunto de tensões trifásicas mostrado em (4.1) pode ser expresso no referencial $d-q$ por intermédio da seguinte modelagem matemática, tomada de (KUNDUR, 1994):

Tensão no estator:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_{ref} \lambda_{sq} \quad v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_{ref} \lambda_{sd} \quad (4.2)$$

Tensão no rotor:

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_{ref} - \omega_r) \lambda_{rq} \quad (4.3)$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_{ref} - \omega_r) \lambda_{rd}$$

Fluxo no estator:

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad \lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (4.4)$$

Fluxo no rotor

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad \lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (4.5)$$

Nas expressões anteriores ω_{ref} é a velocidade do referencial; este referencial pode ser fixo no estator, fixo no rotor ou girante à velocidade síncrona. Caso a transformação de coordenadas $abc-dq$ fosse efetuada utilizando uma transformada invariante em amplitude, o torque elétrico do motor é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2}P(i_{sq}\lambda_{sd} - i_{sd}\lambda_{sq}) = \frac{3}{2}P(i_{rd}\lambda_{rq} - i_{rq}\lambda_{rd}) \quad (4.6)$$

Utilizando as expressões (4.2) a (4.6) foi desenvolvido um modelo matemático em tempo discreto em Simulink®; neste modelo as variáveis de entrada são a tensão trifásica nos terminais e o torque mecânico de carga. Com esta informação e a partir dos parâmetros elétricos previamente especificados, o modelo determina os valores numéricos das correntes nos enrolamentos, do torque elétrico instantâneo na máquina e da velocidade de rotação mecânica. A ligação entre os resultados numéricos do modelo e os elementos elétricos da biblioteca *SimPowerSystems* é realizado estabelecendo os valores calculados para as correntes do modelo do motor como entradas para fontes controláveis de corrente, tal como é mostrado na Figura 4.2.

Caso o Conversor Traseiro do motor de dupla alimentação esteja em um estado de comutação no qual o vetor de tensão resultante é nulo (isto é V_0 (000) ou V_1 (111)), o motor funcionará como um motor conectado em Y. ou seja, terá o mesmo comportamento de um motor de três terminais convencional. Com base neste princípio, a comprovação do correto funcionamento do modelo foi realizada por meio de uma simulação onde a mesma fonte de alimentação e a mesma carga mecânica é aplicada em dois modelos de motor de indução: o modelo desenvolvido e o modelo padrão disponibilizado nas bibliotecas do Simulink®, ambos com os mesmos parâmetros elétricos e mecânicos. Na Figura 4.2 é mostrado o esquema da simulação.

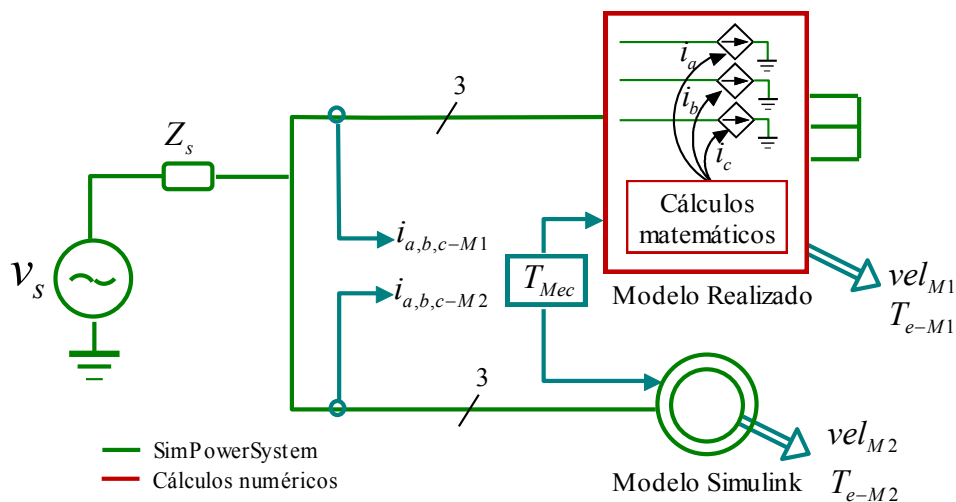


Figura 4.2. Simulação teste para comprovar o funcionamento do modelo.

Na Figura 4.3 são mostrados os principais resultados das variáveis mecânicas. A simulação consistiu em dar uma partida direta ao motor com tensão menor que a

nominal (197 Vrms de linha) e torque mecânico de carga nulo para depois aplicar um torque de 5 Nm em $t = 0,4$ s. Como mostrado, nos dois modelos o torque elétrico calculado é praticamente idêntico; uma análise numérica dos resultados indica que a máxima diferença instantânea entre o torque calculado pelos dois modelos é de 0,2%. As velocidades mecânicas, mostradas na Figura 4.3(b), também são correspondentes em ambos os modelos. As correntes trifásicas dos dois modelos também foram medidas e comparadas; estas não foram apresentadas graficamente neste documento, mas mostraram ser praticamente iguais. Todos estes resultados indicam claramente que o modelo desenvolvido funciona corretamente, e seu uso é válido para as simulações do acionamento de duplo conversor proposto.

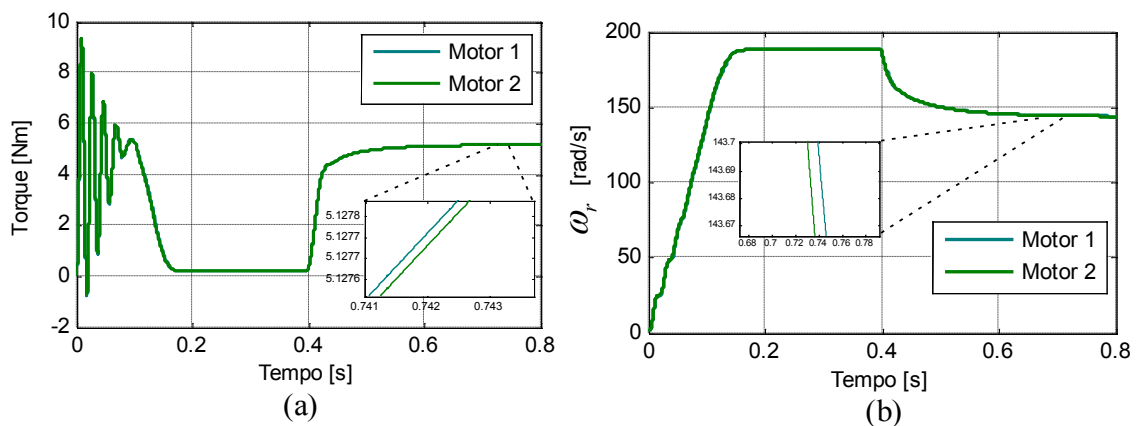


Figura 4.3. Resultados mecânicos da comparação de modelos. (a) torque nos modelos do motor, (b) velocidade angular nos modelos do motor.

Este modelo vai ser utilizado para as duas simulações, tanto para aquelas que consideram o motor de enrolamentos abertos (alimentado no terminal frontal e no terminal traseiro) quanto para as simulações com o motor ligado em estrela (controle orientado pelo campo convencional) que servem como referência para comparação do desempenho da estratégia de controle.

4.1.2 Circuito de potência

O circuito de potência das simulações efetuadas em Simulink®, correspondente à estrutura da bancada experimental, é apresentado na Figura 4.4. Em vez de utilizar uma fonte de corrente contínua para o elo CC do CF, no trabalho é utilizado uma ponte retificadora trifásica que é acoplada à rede elétrica (220 Vrms) como alimentação do sistema. Os inversores frontal e traseiro são chaveados com uma frequência de 5000 Hz, o modelo do motor utilizado corresponde ao descrito na seção 4.1.1 e os conversores são formados a base de IGBTs, com uma capacitância no elo de 3300 μ F.

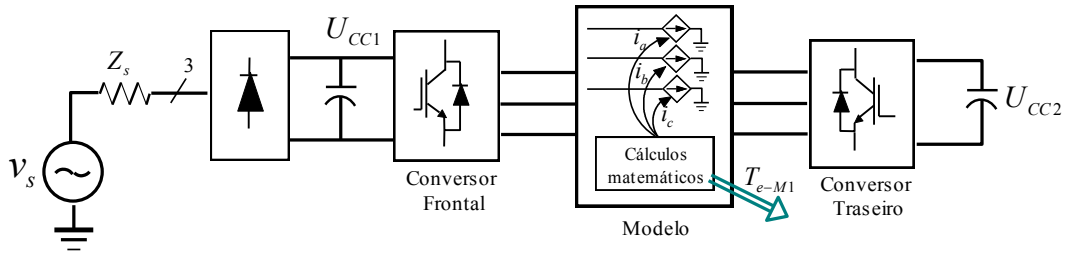


Figura 4.4. Circuito de potência utilizado nas simulações de duplo conversor.

A simulação é efetuada em tempo discreto com um passo de solução de 1 μ s. A partir deste período de solução, os parâmetros do circuito *snubber* das pontes a IGBTs são determinados; tomando como referência a expressão de (4.7) tomada de (THE MATHWORKS INC; TRANSÉNERGIE TECHNOLOGIES INC, 2003).

$$R_{snb} > 2 \cdot \frac{T_s}{C_{snb}} \quad C_{snb} < \frac{S_N}{1000 \cdot 2\pi f \cdot v_N^2} \quad (4.7)$$

Onde R_{snb} é a resistência de snubber (Ω), T_s o passo de simulação (s), C_{snb} a capacitância de snubber (F), S_N a potência nominal do conversor (VA), f frequência do sistema (Hz) e v_N corresponde ao valor nominal da tensão de linha (Vrms). Os valores escolhidos para as simulações foram $R_{snb} = 100 \Omega$ e $C_{snb} = 0,15\mu\text{F}$.

4.1.3 Controladores

O esquema de controle utilizado para o caso do controle de duplo conversor consiste na estratégia descrita no capítulo 3, e simplificada em forma de diagrama de blocos na Figura 3.8. Em relação ao controle vetorial convencional, o acionamento considera unicamente a parte superior do esquema da Figura 3.8 (os componentes do CF (ver Figura 4.5)). Com a utilização das mesmas constantes de controle nos dois casos, resulta justa a comparação entre o comportamento com e sem a utilização da estratégia de compensação de tensão reativa efetuada pelo CT.

Como já foi mencionado, o passo de solução do sistema elétrico simulado é de 1 μ s. Este passo é pequeno em comparação com a frequência de chaveamento, o qual garante resultados de simulação acurados. Contudo, o controle não pode ser efetuido com o mesmo período de amostragem, já que o processador de sinais utilizado na implementação experimental não pode efetuar os cálculos matemáticos da estratégia de controle num intervalo tão curto de tempo. Por este motivo todos os cálculos realizados na simulação são efetuidos em uma taxa de amostragem menor, descrita na Tabela 4.2, que corresponde ao período realmente utilizado para o controlador digital dos testes

experimentais. Dois elementos de Simulink® importantes para realizar o acoplamento entre o período de solução do sistema e o período de amostragem são o *Zero-Order Hold* e o *Rate Transition* (THE MATHWORKS INC; TRANSÉNERGIE TECHNOLOGIES INC, 2003).

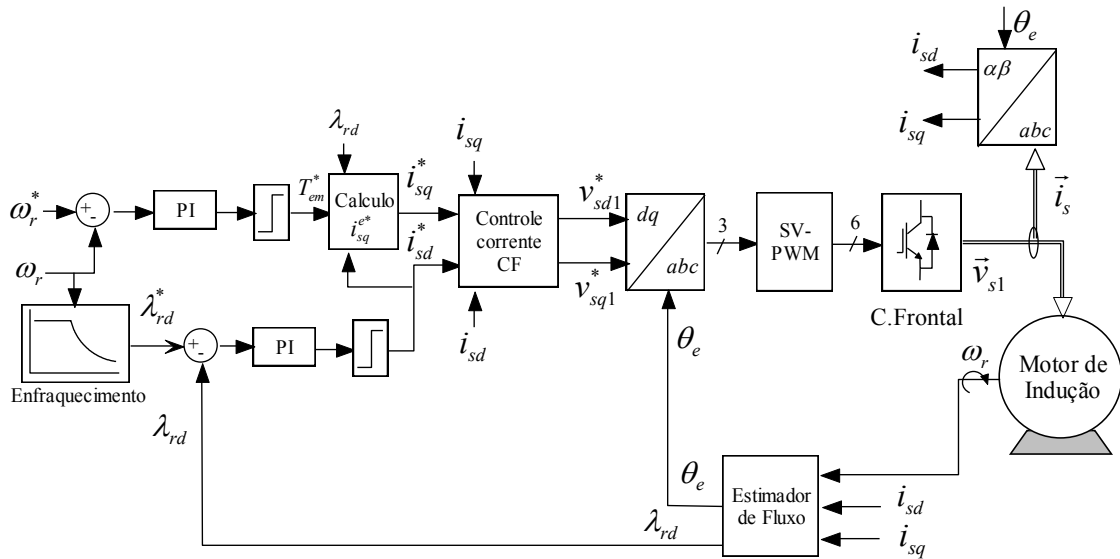


Figura 4.5. Diagrama do controle convencional.

4.2 Parâmetros utilizados

A seguir serão apresentados os parâmetros dos principais elementos do sistema. Em todos os casos procurou-se que as especificações utilizadas na simulação fossem as mais próximas possíveis aos valores reais presentes nos testes de bancada.

4.2.1 Especificações do sistema

Na Tabela 4.1 são apresentados os parâmetros do motor de indução utilizado. Este motor foi fabricado pela WEG e faz parte da sua linha de produtos com denominação W22 plus. Na tabela, uma parte dos parâmetros é tomada da placa de dados do motor, enquanto que outros parâmetros são obtidos dos testes de vazio e de rotor bloqueado (CHAPMAN, 2005).

Tabela 4.1: Parâmetros do motor utilizado.

Dados de placa			
Potência	1,12 kW	Tensão (conexão Y)	380 Vll rms
Corrente Nominal	2,59 Arms	Polos	4
Velocidade Nominal	1715 rpm	Frequência	60 Hz
Torque Nominal	6,13 Nm	Jm	0,0032 kg m2
Dados obtidos dos testes			
Rs	5,4 Ω	Rr	4,453 Ω

Ls	0,334 H	Lr	0,334 H
Lm	0,319 H	σ	0,0878

Tal como mostrado na anterior tabela, o motor utilizado tem uma tensão de alimentação nominal fase-fase de 380 Vrms em uma conexão Y; deste modo, a tensão de cada fase (bobina) em condições nominais é 220 Vrms. Para alimentar este motor com tensão nominal a partir de um conversor trifásico, a tensão do elo CC deste conversor deveria ser de, pelo menos, 520 V (NEACSU, 2001). No entanto, no presente trabalho a tensão disponível para o elo CC é reduzida (em torno de 310 V) o que significa que as condições nominais de velocidade e torque devem ser recalculadas. Com 310 V como tensão do elo CC, o valor eficaz monofásico máximo que pode ser sintetizado pelo conversor (v_{a-rms}) é de 126,5 V; a partir deste valor é derivada a referência de fluxo do estator nesta condição ($\vec{\lambda}_s^*$), segundo (4.8).

$$v_{a-rms} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot 60 \cdot \|\vec{\lambda}_s^*\| \quad (4.8)$$

Utilizando (4.9), onde I_d corresponde à corrente em vazio do motor, é possível determinar o fluxo de referência no rotor (λ_r^*) para o nível de tensão disponível. Que dá como resultado 0,3928 Wb, magnitude que é usada como referência no controlador de fluxo para velocidades menores à velocidade base. Para velocidades maiores à base, a referência de fluxo é dada pelo enfraquecimento de campo de (3.43).

$$\vec{\lambda}_r^* = \frac{L_m}{L_r} \cdot (\vec{\lambda}_s^* - \sigma L_s \vec{I}_d) \quad (4.9)$$

Utilizando a expressão (3.15), pode-se definir a velocidade angular do fluxo enlaçado pelo rotor na qual o limite de tensão do conversor é atingido e, portanto, deve-se aplicar a estratégia de enfraquecimento de campo. Considerando a corrente máxima permitida como 125% da corrente nominal da máquina, o valor de velocidade angular base dá como resultado 315 rad/s.

Ainda que o torque nominal apresentado na Tabela 4.1 seja de 6,13 Nm, a diminuição do fluxo nominal do rotor afeta o conjugado máximo que o motor pode produzir, dando como resultado aproximadamente 5 Nm segundo (3.4). Outras características do sistema simulado são apresentadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Parâmetros da simulação.

Tipo de solver	Discreto sem estados contínuos
Passo de solução	1 μs

Período de amostragem dos controladores	50 μ s
Capacitâncias dos elos	3300 μ F

4.2.2 Constantes dos controladores PIs

A determinação do valor das constantes K_{ps} e K_{Is} utilizadas nos diversos controladores PI da estratégia de controle foi realizada com a ajuda do *toolbox sisotool* de Matlab®. Para realizar isto, foram utilizadas representações lineares simplificadas do sistema, que estão baseadas nas análises e simplificações de (MOHAN, 2001). Os valores dos parâmetros K_{ps} e K_{Is} foram determinados inicialmente mediante o método do lugar das raízes para atender determinadas especificações de desempenho pré-estabelecidas; em seguida estes foram ajustados de forma iterativa no sistema completo simulado.

Controladores de corrente

Em um conversor VSC controlado por corrente, o controlador de corrente estabelece uma tensão de referência que deve ser aplicada nos terminais da máquina pelo conversor por meio de alguma técnica de chaveamento; esta tensão é tal que a corrente circulante nos enrolamentos do motor siga à referência desejada. Para o projeto das constantes do PI de corrente é considerado que o chaveamento é perfeito, desta maneira a tensão de referência do controlador de corrente é exatamente igual à tensão aplicada nos terminais; assim, as expressões para as tensões da máquina nos eixos d e q ((3.2) e (3.3)) servem para determinar a relação entre a tensão de referência do controlador de corrente e a corrente circulante pelos enrolamentos da máquina.

Se de (3.2) e (3.3) são considerados unicamente os termos que afetam diretamente as correntes do eixo correspondente (sob a consideração que os outros termos são equivalentes a distúrbios externos), as expressões para as tensões na saída do controlador são:

$$v_{sd1}^* = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.10)$$

$$v_{sq1}^* = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (4.11)$$

A planta resultante de (4.10) e (4.11) é mostrada na Figura 4.6. As constantes do controlador PI são determinadas de forma analítica, mediante o diagrama de lugar das

raízes, para ter um tempo de estabelecimento de 100 ms. Os valores finalmente selecionados são $K_I=300$ e $K_P=0,2$.

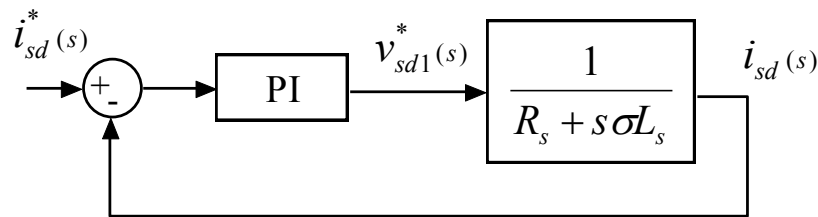


Figura 4.6. Planta simplificada para o projeto do PI de corrente.

Controlador de velocidade

A corrente de referência no eixo q é originada a partir do controlador PI de velocidade; se considerarmos que o controle de corrente é perfeito e a corrente de referência é fielmente reproduzida nos enrolamentos da máquina, a planta para esta malha de controle pode ser simplificada pelo equivalente da Figura 4.7, onde a relação entre a corrente no eixo q e o torque elétrico é obtida de (3.4), considerando λ_{rd} constante. Neste caso o valor escolhido para as constantes do controlador são $K_P=0,0125$ e $K_I=0,015$ os quais representam (na análise linear e simplificada) um tempo de estabelecimento de 1,5 s.

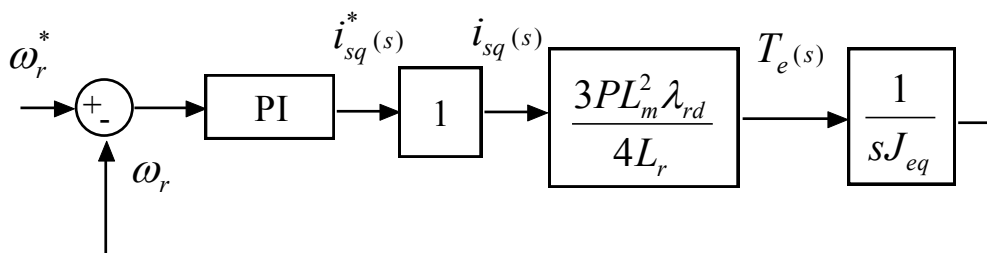


Figura 4.7. Planta simplificada para o projeto do PI de velocidade.

Controlador de fluxo

No controle orientado pelo campo, a relação entre a corrente no estator no eixo d e o fluxo no rotor está bem definida no domínio de Laplace por (3.5). Neste caso os valores selecionados, para ter um tempo de estabelecimento de 0,2 s ante um degrau de referência são: $K_P=32,5$ e $K_I=7,5$.

Controlador de tensão no elo CC2

O carregamento do capacitor do CT é efetuado a partir das correntes de magnetização do motor, que são redirecionadas para passar pelo capacitor e incrementar sua energia armazenada. Desta maneira a potência que pode ser extraída do CF está

limitada pelo nível de corrente de magnetização do motor. Neste trabalho a referência de tensão CC não é imposta de forma instantânea; esta é modificada linearmente desde zero até o valor de referência final com uma forma de onda tipo rampa. As constantes utilizadas para o PI de tensão são: $K_p=1$ e $K_I=1,5$.

4.2.3 Tensão de referência no elo CC traseiro

O nível de tensão do elo CC traseiro é determinado pelas características construtivas do motor e deve ser suficientemente alto para garantir controlabilidade na condição de máxima velocidade. Como no CT o controle PWM é efetuado mediante a técnica PWM de vetor espacial (SVPWM), o nível mínimo de tensão no elo CC para satisfazer a condição mais crítica de operação está dado por:

$$U_{CC2} \geq \sqrt{3} \cdot v_{CT-max} \geq \sqrt{3} \omega_{e\ max} \sigma L_s I_{smax} \quad (4.12)$$

Onde v_{CT-max} é a tensão de referência máxima e $\omega_{e\ max}$ a máxima velocidade angular do fluxo do rotor. A velocidade angular máxima neste trabalho está em torno a 1200 rad/s, deste modo avaliando (4.12) com os outros parâmetros do motor ($\sqrt{3} \omega_{e\ max} \sigma L_s I_{smax} \cong 279,1$) o valor de referência selecionado é de 340 V.

4.3 Análise Dinâmica do controle de Duplo conversor

Nesta seção são apresentados e discutidos os resultados das simulações efetuadas em Simulink®. Na análise é simulado o circuito de potência da Figura 4.4 com o esquema de controle apresentado na Figura 3.8 para o caso do acionamento de duplo conversor. Para motivos de comparação, também é simulado o acionamento convencional orientado pelo campo, para o qual o CT da Figura 4.4 é controlado para manter um vetor nulo nos seus terminais (neste caso o esquema de controle é o apresentado na Figura 4.5). O funcionamento dos dois esquemas de controle é analisado considerando o seguinte cenário:

- Partida controlada do motor com velocidade de referência superior a 4 pu sem carga mecânica no eixo.

4.3.1 Partida do motor com alta velocidade de referência

Na presente simulação é estabelecida uma velocidade de referência de 5500 rpm (≈ 4 pu) para o controlador de velocidade. Esta referência é dada no instante de simulação $t=0,4$ s, momento para o qual os controladores de fluxo e de corrente já

estabeleceram o fluxo do rotor no seu valor de referência. Em ambos os modelos (controle de duplo conversor e controle orientado convencional) são utilizados as mesmas constantes nos controladores assim como os mesmos limitadores. Deste modo, a única diferença entre os dois sistemas reside na utilização (ou não) do CT como elevador de tensão para os terminais do motor.

Na Figura 4.8(a) são mostradas as curvas de velocidade (atual e de referência) e de torque elétrico no caso do controle de velocidade orientado pelo campo convencional. Efetivamente o controlador consegue levar a velocidade do motor ao valor desejado com uma ultrapassagem máxima menor que 5% e com um tempo de estabelecimento em torno dos 1,8 s. No entanto, no caso do controle com duplo conversor (Figura 4.8(b)) o tempo que o sistema leva para atingir a velocidade de regime é reduzido em aproximadamente 17% (tempo de estabelecimento = 1,5 s), sendo que esta diferença resulta do torque elétrico desenvolvido para cada controlador. Como mostra a Figura 4.8, o torque elétrico nos primeiros instantes de aceleração é exatamente igual em ambos os casos, porém o perfil de torque no controle de duplo conversor tem um decaimento mais leve (inversamente proporcional à velocidade de rotação do motor), o que melhora consideravelmente o desempenho do sistema de propulsão.

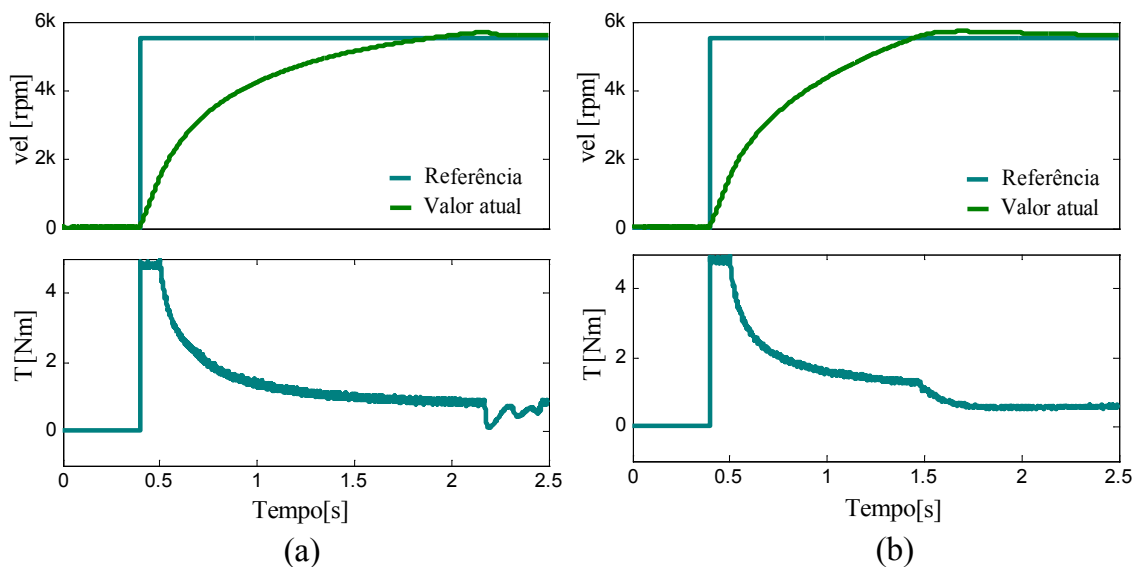


Figura 4.8. Velocidade atual e de referência para o MI. (a) Controle orientado convencional, (b) controle do CT ativo.

O torque elétrico exercido pelo motor quando é utilizado cada um dos esquemas de controle é apresentado novamente, desta vez em termos da velocidade rotórica do motor, na Figura 4.9(b). Como mostra a figura, existe uma velocidade de rotação a partir da qual o torque exercido pelo controle convencional diminui a uma taxa maior

do que o torque no controle de duplo conversor. Este ponto ocorre para uma velocidade em torno de 2,4 pu e representa o instante no qual a o limite de corrente é atingido. Da Figura 4.9(a) é possível ver como o valor de pico da corrente no estator pode ser mantido constante (no valor máximo) durante toda a faixa de velocidade no caso do controle de duplo conversor proposto, enquanto que esta corrente decresce para velocidades superiores a 2,4 pu no caso do controle orientado convencional.

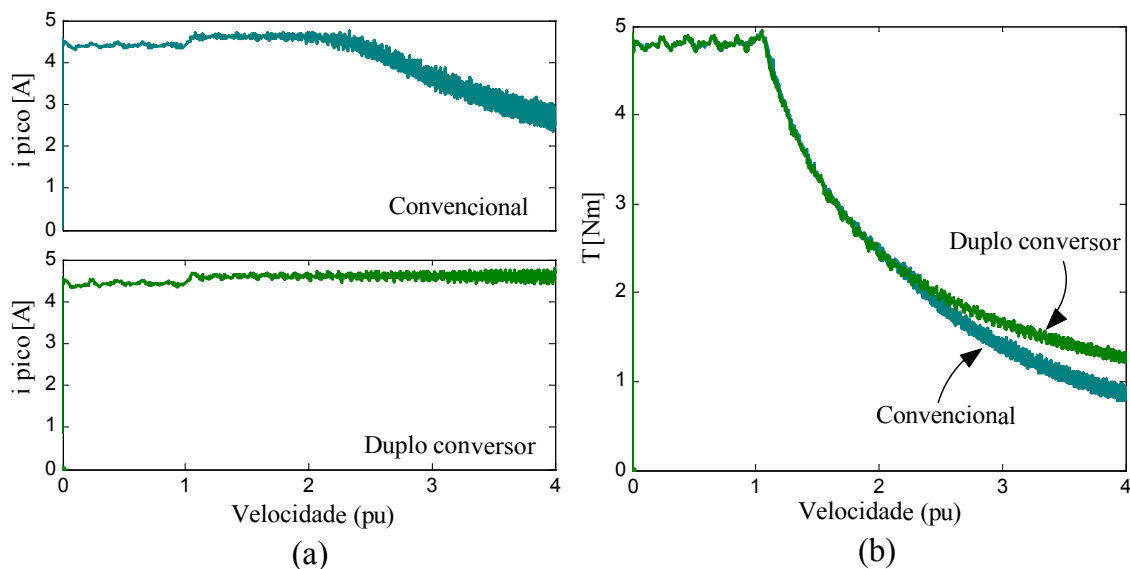


Figura 4.9.(a) Valor pico do vetor espacial de correntes no estator, (b) Torque elétrico exercido pelo motor.

A Figura 4.10 mostra de forma comparativa a potência mecânica no eixo do motor como resultado do uso de cada controlador. Este resultado é talvez o mais representativo em relação ao desempenho do acionamento elétrico para sistemas de tração, já que mostra claramente como no caso do controle de duplo conversor proposto é possível manter a potência mecânica constante durante uma faixa alongada de velocidades o que, como foi discutido na seção 1.3.1, é uma condição desejada nos sistemas de tração de VE em geral.

Da seção 3.1.2 foi discutido que no enfraquecimento de campo linear, chamado comumente como “método $1/\omega_r$ ”, a não consideração do limite de corrente leva a que o controle estabeleça correntes de referência que não podem ser atingidas pelo conversor em altas velocidades. Isto pode ser corroborado da Figura 4.11, que mostra as correntes atuais e de referência nos dois acionamentos. Da figura é possível identificar que enquanto no controle de duplo conversor as correntes de referência são adequadamente acompanhadas pelas correntes atuais do estator, as correntes do controle orientado convencional apresentam um erro em relação a suas referências depois dos

primeiros instantes de simulação (principalmente a componente i_{sq}). Este erro origina a queda de torque na máquina e pode levar a sobremodulação (e consequentemente THD inaceitável nas correntes do estator) se o controlador de corrente não tiver uma adequada saturação. O não acompanhamento das correntes de referência no caso do controle orientado convencional leva a que o torque elétrico tenha um comportamento com uma dinâmica indesejada quando a velocidade de referência é atingida, como mostrou a Figura 4.8(a).

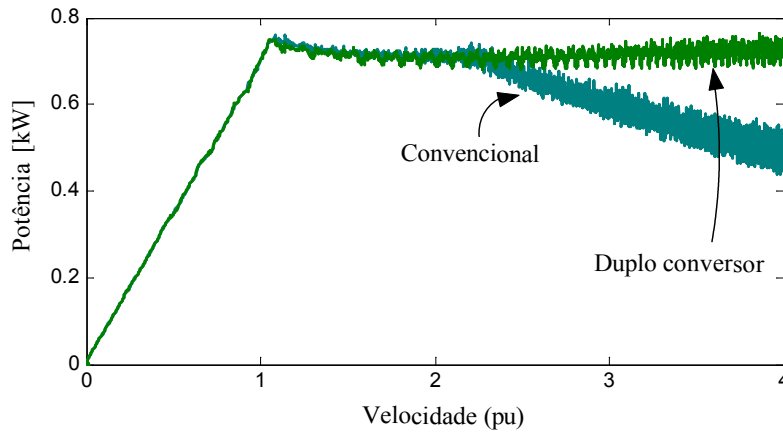


Figura 4.10. Comportamento da potência mecânica em termos da velocidade do rotor.

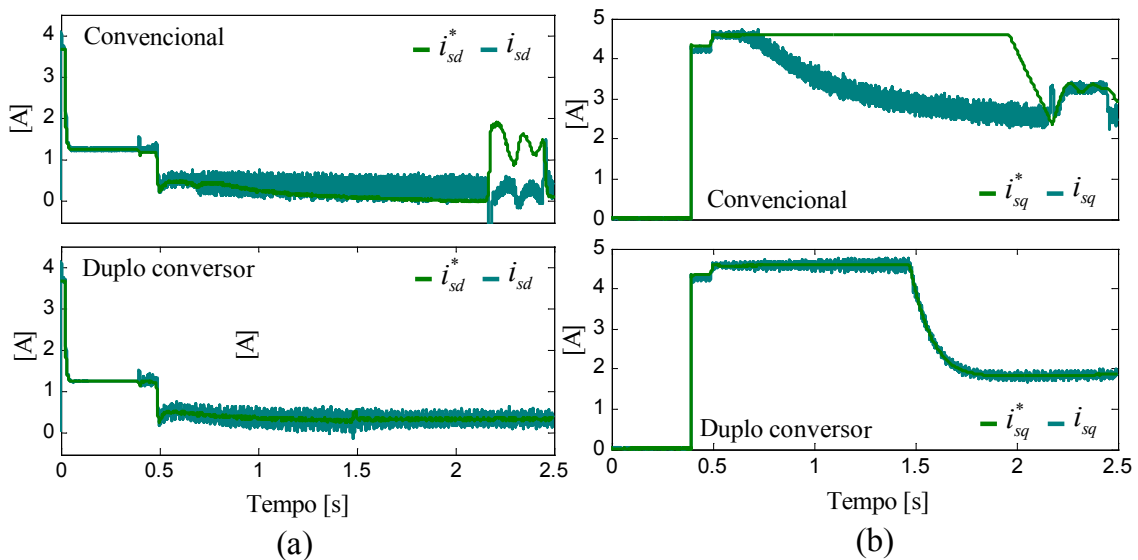


Figura 4.11. Correntes de referência e atual nos dois acionamentos. (a) no eixo d , (b) no eixo q .

Tal como mostrado nos resultados anteriores, o acionamento de duplo conversor consegue aprimorar o comportamento do motor de indução na região de enfraquecimento de campo. O papel que desempenha o CT para conseguir isto consiste em aumentar a tensão aplicada nas bobinas da máquina, como pode ser observado da

Figura 4.12. Na figura Figura 4.12(a) são mostradas as referências de modulação para o PWM do CT durante o mesmo intervalo de simulação que os resultados anteriormente apresentados, isto significa que em $t = 0,4$ s se dá a partida do motor e em $t = 1,5$ s a velocidade de referência é atingida. Se compararmos as Figuras 4.12(b), 4.11(b) e 4.8(b) é possível identificar que a injeção de tensão pelo CT cresce à medida que a velocidade aumenta e depende também da corrente circulante pelo motor. Similarmente, a Figura 4.12(b) mostra a tensão aplicada na fase a do enrolamento do motor (v_{as}), esta equivale à diferença de tensão entre os dois conversores para aquela fase. Nesta figura é possível observar como a magnitude da tensão aplicada na máquina consegue superar os limites do CF, sem ultrapassar a tensão nominal das bobinas do motor. Este resultado é uma característica importante do controle proposto, já que permite, sob determinadas circunstâncias, a diminuição das especificações de tensão do banco de baterias, o que resultaria em menor número de células conectadas em série e, provavelmente, reduções do custo do mesmo.

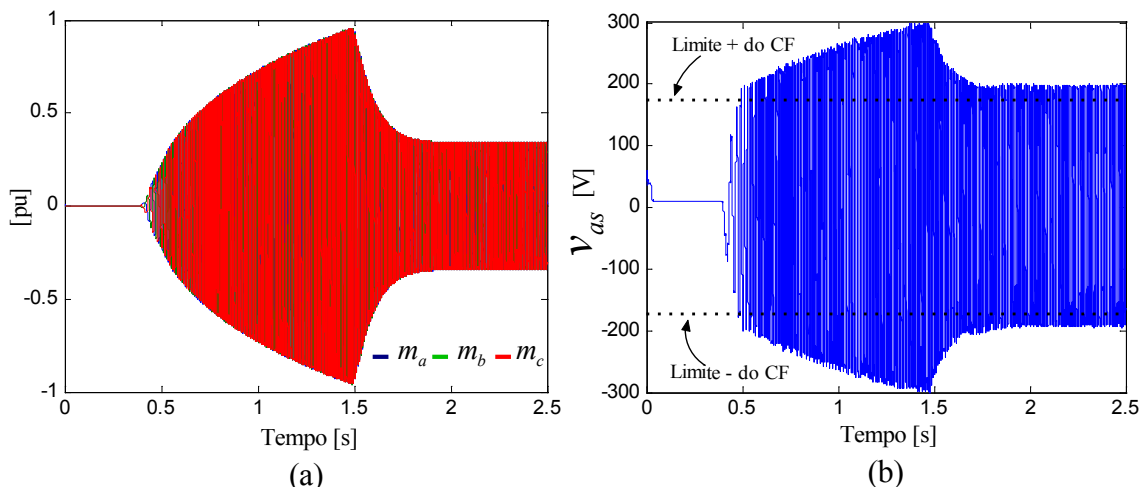


Figura 4.12. (a) Índice de modulação do CT, (b) Tensão em uma fase do enrolamento do motor.

Uma das bases fundamentais do acionamento de duplo conversor consiste em que a elevação de tensão efetuada pelo conversor traseiro não representa fluxo de potência ativa, o qual possibilita a utilização de capacitores no elo de corrente contínua em vez de fontes de tensão ou baterias. Na Figura 4.13 é mostrada a tensão de referência para a fase a do CT (v_{sa}^*) junto com a corrente do estator na mesma fase. Nota-se que efetivamente a defasagem angular entre estes dois sinais é de aproximadamente $1/4$ de ciclo, onde a forma de onda da corrente está em avanço em relação à tensão. Isto indica que o CT fornece unicamente potência reativa para o motor em altas velocidades.

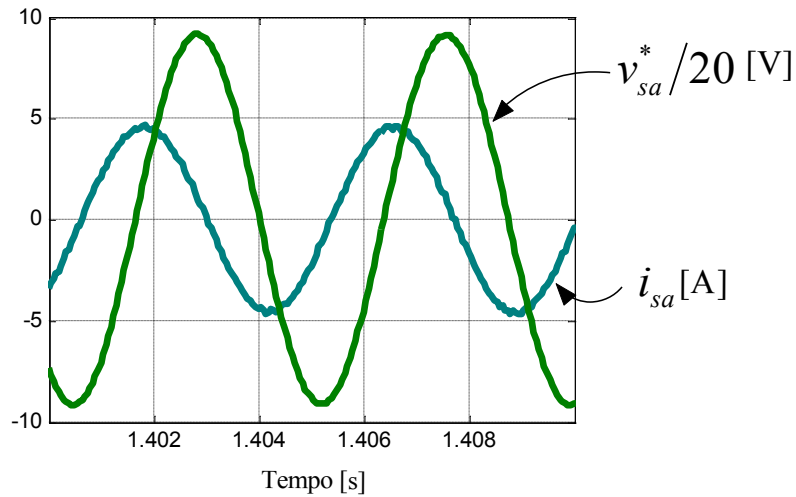


Figura 4.13. Corrente circulante no enrolamento da fase a e equivalente da tensão aplicada pelo CT nessa mesma fase.

Com os resultados anteriormente apresentados, mostra-se o bom desempenho do acionamento de duplo conversor em altas velocidades, o qual permite alongar a região de potência constante de um motor de indução convencional. Nestas simulações foram apresentados resultados até uma velocidade de 4 pu, contudo a largura da faixa de enfraquecimento de um determinado motor pode ser superior ou inferior dependendo das indutâncias do motor, tensão de isolamento, nível de tensão no elo do CT e integridade mecânica (KIM et al., 2004).

Capítulo 5

Validação Experimental do Controle de Duplo Conversor

A técnica de acionamento para o motor de indução de duplo conversor, descrita no capítulo 3 e analisada por meio de simulações computacionais no capítulo 4, foi testada em uma bancada experimental. Neste capítulo são descritas as características de hardware e software do sistema desenvolvido e dos testes levados a cabo, assim como são discutidos os resultados obtidos.

5.1 Introdução

A topologia de potência do acionamento de duplo conversor foi discutida no capítulo 3 a partir da Figura 3.5. Este acionamento é composto em termos gerais por um motor de indução com conexão de enrolamentos abertos, dois inversores trifásicos de dois níveis (frontal e traseiro), uma fonte de corrente contínua e um arranjo de capacitores para o elo CC traseiro. Similarmente a como foi realizado na simulação computacional, para o desenvolvimento experimental a fonte de corrente contínua é substituída por um conjunto de uma fonte trifásica de tensão em cascata com um retificador trifásico a diodos, na saída do qual é conectado um capacitor que diminui o *ripple* de tensão CC, como mostrado na Figura 4.4.

Com os objetivos de verificar a aplicabilidade do controle aqui proposto em um sistema industrial convencional, assim como de reduzir o número de elementos de hardware requeridos para a realização dos testes na bancada, o conversor frontal (CF) da topologia de duplo conversor utilizado consiste em um inversor de potência comercial (referência CFW-11 da WEG (WEG, 2013)) que é programado para operar no modo de controle de velocidade vetorial (controle orientado pelo campo) com realimentação de velocidade dada por um *encoder* incremental. As variáveis de controle deste conversor

são parametrizadas de acordo com as características do motor utilizado e com o comportamento dinâmico desejado do acionamento. Por outro lado, este conversor atua de forma independente ao CT, não existindo comunicação entre ele e o sistema de controle. O CT, por sua parte, consiste em uma ponte trifásica controlável de dois níveis utilizando IGBTs (referência POWEREX PP75T120), que é acionada por um controlador digital (dspace1103).

A Figura 5.1 mostra um diagrama de blocos do sistema experimental. Os sinais analógicos de entrada para o controlador dspace1103 são: 1) as correntes do estator nas três fases, 2) a tensão no elo CC traseiro e 3) a velocidade do eixo do motor. Esta última é adquirida por meio de um *encoder* incremental de 1024 pulsos por revolução (PPR) que é conectado diretamente com o painel CLP1103 da dspace1103 tal como será descrito na seção 5.2.1. Por outra parte, as saídas do controle desenvolvido na dspace1103 consistem nos pulsos de chaveamento para as chaves do CT; antes que estes pulsos possam ser aplicados no *driver* do conversor, são adaptados ao nível de tensão requerida pelo *driver*. O software ControlDesk permite a interação em tempo real entre o painel e um computador, que permite analisar o comportamento das variáveis do sistema, assim como realizar modificações das constantes de controle.

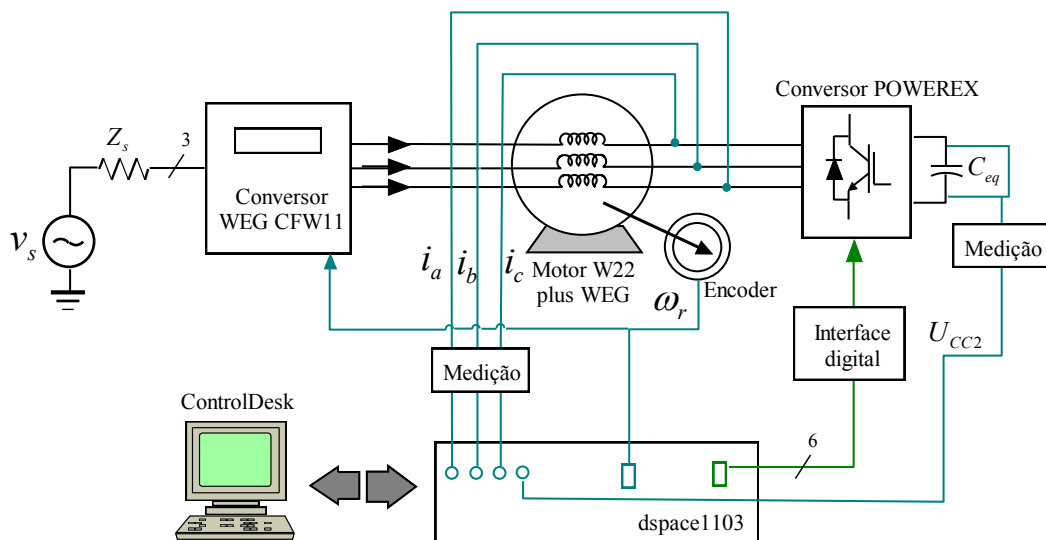


Figura 5.1. Diagrama geral dos elementos do sistema experimental.

Um aspecto aparentemente irrelevante da Figura 5.1, porém bastante importante para o desempenho do sistema de controle consiste na localização do ponto de medição das correntes de linha. Experimentalmente foi observado que ao sincronizar o instante de medição das correntes com a técnica de chaveamento do conversor, o ruído eletromagnético dos sinais adquiridos pelo dspace1103 é reduzido significativamente (e

com isto uma melhor medição é obtida, e o desempenho de todo o sistema de controle é melhorado). Como o conversor CFW-11 opera de forma independente ao controle da dspace1103, é necessário que as correntes sejam medidas nos terminais CA do CT, para o qual é possível realizar a sincronização do instante de medição com a portadora triangular. Maiores detalhes sobre a configuração realizada para efetuar esta sincronização são apresentados na seção 5.2.1.

Finalmente é importante destacar que o motor de indução WEG utilizado não possui um *encoder* acoplado diretamente no seu eixo mecânico. A medição de velocidade descrita na Figura 5.1 é realizada a partir da leitura dos pulsos de um *encoder* acoplado no eixo de um segundo motor de indução, que gira à mesma velocidade da máquina acionada e que é conectado a ela por intermédio de uma correia mecânica em V. Tal acoplamento representa uma carga mecânica para o motor do presente estudo, mesmo em condição de vazio.

5.2 Desenvolvimento da estratégia de controle na placa dspace1103

O dspace1103 (DS1103) é um controlador digital de alto desempenho projetado especialmente para o desenvolvimento acelerado de protótipos de controle. (DSPACE, 2012a). Este equipamento é composto por dois processadores que trabalham em paralelo: um controlador mestre (PowerPC 604e) e um processador digital de sinais escravo (DSP-TMS320F240) cujas funcionalidades e características são descritas em (DSPACE, 2012a). Para interligar o DS1103 com as variáveis externas é utilizado, neste trabalho, o painel CLP1103 (mostrado na Figura 5.2). Este painel opcional da dspace1103 contém uma série de conectores que dão acesso a todas as variáveis de entrada e saída (E/S) do controlador (analógicas e digitais) assim como a um conjunto de LEDs indicadores do estado das variáveis lógicas. Em (DSPACE, 2012b) é descrita a localização de cada uma destas variáveis, assim como seus requisitos de conexão (limites de tensão e corrente permissíveis).

Uma das principais características que fazem do DS1103 uma ferramenta que permite um rápido desenvolvimento de sistemas de controle, é seu enlace direto com o software Matlab/Simulink®. Dentro do Simulink® pode ser instalada a biblioteca de interface em tempo real rtilib1103 que contém todos os periféricos de (E/S) do DS1103. Com esta biblioteca, um esquema de controle pode ser desenvolvido inteiramente em Simulink® utilizando programação gráfica, para depois ser carregado ao DS1103 em

um procedimento automático para o usuário. Desta maneira, o tempo levado para converter um sistema testado através de simulações em Simulink® a um código fonte de execução de um sistema real, é significativamente reduzido em comparação com um desenvolvimento baseado em DSP.



Figura 5.2. Painel de conexão CLP1103.

5.2.1 Elementos utilizados da biblioteca rtilib1103

Na Figura 5.3 é mostrada uma captura de tela do ambiente da biblioteca digital rtilib1103. Os recursos dos periféricos do DS1103 são separados segundo o processador que possua dita funcionalidade: mestre (*Master PCC*) ou escravo (*Slave DSP F240*).

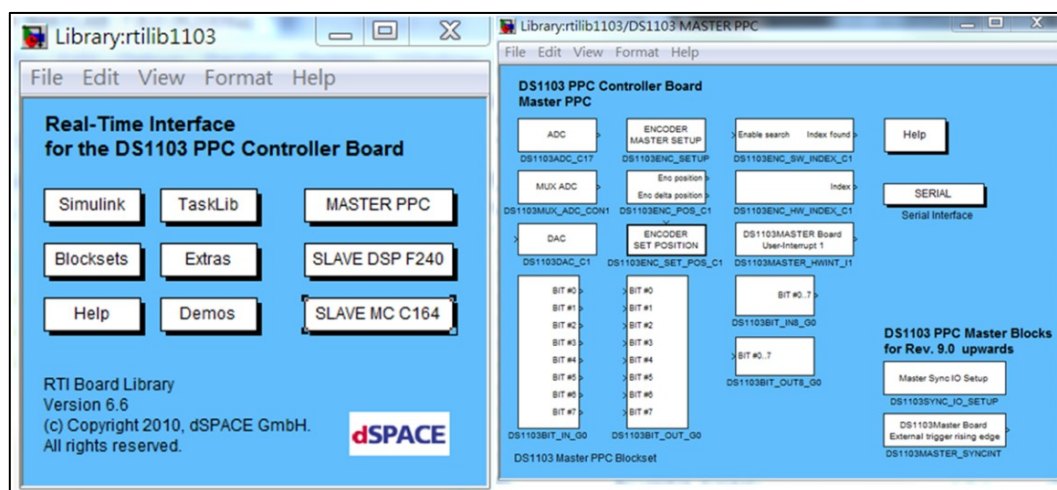


Figura 5.3. Capturas de tela da biblioteca de Simulink® rtilib1103.

Dos diversos periféricos de (E/S) que possui o DS1103, em seguida são brevemente descritas as principais características daqueles que são utilizados neste projeto. Um detalhamento completo é apresentado em (DSPACE, 2012a).

Processador Master PPC

1. Conversor Analógico Digital (A/D)

Tanto o processador mestre PPC quanto o DSP escravo possuem conversores A/D, porém as especificações do conversor A/D do processador mestre são superiores às presentes no conversor A/D do DSP. Neste trabalho foram utilizados 4 canais multiplexados do conversor A/D mestre com a medição de uma variável para cada canal. Os resultados da aquisição de dados são multiplicados por um ganho (que pode ser ganho de corrente ou de tensão CC, segundo o caso) que dimensiona o resultado da medição aos valores reais da bancada. Em forma simplificada, as principais características do conversor A/D são: resolução de 16-bits; faixa de tensão de entrada ± 10 V; faixa do erro de offset ± 5 mV; faixa do erro de ganho $\pm 0,25\%$ e relação de sinal/ruído (SNR *signal-to-noise ratio* > 83 dB a 10 kHz).

2. Interface incremental do *encoder*

No DS1103 existem cinco canais de interface para *encoders* incrementais de pulsos. Estas interfaces possuem 10 terminais digitais que podem ser acoplados diretamente ao *encoder* proporcionando a alimentação que este precisa e medindo diretamente o conjunto de pulsos por ele originados. As saídas proporcionadas por esta interface são a medição do número de pulsos de forma incremental e a diferença entre o número de pulsos no atual instante e o número de pulsos no instante anterior de amostragem. Este último resultado é utilizado para determinar a velocidade do rotor dividindo a diferença de pulsos (*Enc_delta_position*) entre o período de aquisição (ΔT_{enc}) vezes o número de pulsos por volta e convertendo este resultado a RPM como mostra (5.1):

$$vel_{rpm} = \frac{Enc_delta_position}{1024} \cdot \frac{60}{\Delta T_{enc}} \quad (5.1)$$

Experimentalmente foi notado que um período de aquisição de pulsos muito pequeno origina fortes oscilações no resultado da velocidade medida, inclusive se esta permanece constante. Para evitar isto, a medição do *encoder* é efetuada a uma taxa de 1 kHz que é menor do que a frequência com que são efetuados os cálculos do sistema de controle (20 kHz), isto é apresentado de forma gráfica na Figura 5.4.

Processador escravo DSP

1. Modulador PWM

O DSP escravo possui dois periféricos para a geração de sinais de chaveamento, especialmente projetados para pontes trifásicas de dois níveis, modulação trifásica SPWM e modulação SVPWM. Em ambos os casos, a saída destes blocos são seis sinais digitais de ciclo de trabalho variável com amplitude de 5 V no estado lógico positivo. Em relação à utilização destes periféricos em Simulink®, a principal diferença entre as duas técnicas de modulação são as entradas requeridas para cada caso. Para SPWM trifásico, o bloco da biblioteca rtilib1103 relacionado tem como entrada o ciclo de trabalho para cada fase em pu (0 a 1), enquanto que para o SVPWM as entradas são a relação entre o tempo de duração dos vetores espaciais adjacentes e o intervalo de amostragem (t_a/T_{por} e t_b/T_{por} , ver (3.36) e (3.37)), assim como o setor no qual se encontra o vetor espacial.

Neste trabalho é utilizado o modulador SVPWM por sua capacidade de gerar maior nível de tensão CA a partir do mesmo nível de tensão CC (BROECK et al., 1988). A frequência de chaveamento escolhida é de 5 kHz, que coincide com a frequência do CFW-11 e a banda morta selecionada é de 1 μ s. Uma estratégia utilizada para aprimorar a qualidade da leitura das correntes de linha consistiu em sincronizar o instante de medição com a geração PWM. Internamente o DSP escravo produz um sinal indicador cada instante de início do período de chaveamento, este sinal foi configurado para gerar uma interrupção que habilite a medição das variáveis analógicas.

Um diagrama simplificado da estrutura da programação desenvolvida em Simulink® é apresentado na Figura 5.4. Nele é destacada a frequência de cada bloco funcional, assim como são representados os elementos de sincronização e de proteção; sendo que este último identifica uma condição de sobrecorrente ou sobretensão CC para paralisar o controle e bloquear o chaveamento. Basicamente o controle programado consiste em desenvolver os cálculos do CT descritos na Figura 3.7, para o qual é necessário conhecer a frequência angular do fluxo do rotor (que é obtida do estimador da Figura 3.9); dentro do controle também são enviadas variáveis para o software ControlDesk, as quais serão analisadas graficamente.

Uma vez desenvolvida a programação em Simulink®, o código de controle pode ser carregado diretamente ao DS1103. Se as configurações são adequadas, basta “montar” o modelo (opção *build* do Simulink®) para gravar as configurações de periféricos assim

como a descrição da estratégia de controle dentro dos processadores da DS1103. Como resultado desta ação, Simulink® gera uma série de arquivos adicionais, entre os quais se destaca o arquivo com a descrição das variáveis do sistema (.sdf). Este arquivo é a entrada do software ControlDesk, ferramenta que será descrita brevemente a seguir.

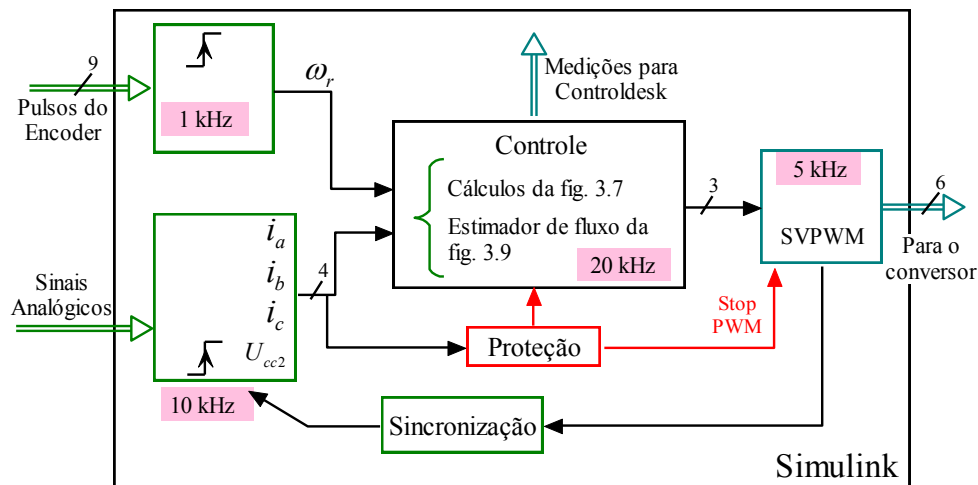


Figura 5.4. Diagrama de blocos do controle desenvolvido em Simulink®.

5.2.2 Software de monitoração e controle ControlDesk

ControlDesk é o software de experimentação do dspace1103. Por intermédio de ControlDesk podem ser desenvolvidas funções de calibração, medição e diagnóstico do sistema de controle em tempo real (DSPACE, 2012c). Na Figura 5.5 é mostrado um exemplo do ambiente de trabalho do software. Em (DSPACE, 2012c) é proporcionada uma descrição completa de todos os elementos e funções disponibilizadas por esta ferramenta.

De modo geral, o ControlDesk dispõe de 4 modos de operação, que são: edição, calibração, medição e gravação. No modo de edição podem ser configurados os diferentes instrumentos de cada página de programação (denominada *layout*) tais como tabelas, displays, elementos gráficos, etc. Isto é realizado a partir de um arquivo com a descrição completa de todas as variáveis do sistema (cuja extensão é .sdf). Algumas das variáveis do sistema de controle permitem modificação do seu valor (denominadas como *parameters* em ControlDesk) enquanto que outras variáveis são unicamente de leitura (denominadas como *outputs* em ControlDesk). Assim sendo, a atribuição de um determinado instrumento deve ser coerente com o tipo de variável a ser utilizado (existem instrumentos de ControlDesk que permitem modificação das variáveis em tempo real, enquanto que outros instrumentos unicamente permitem análise dos resultados). No modo de operação de edição, o software ControlDesk não tem domínio

sobre a DS1103. Assim, enquanto se estiver trabalhando na edição dos *layouts*, o DS1103 estará realizando as ações de controle que foram programadas no seu uso anterior.

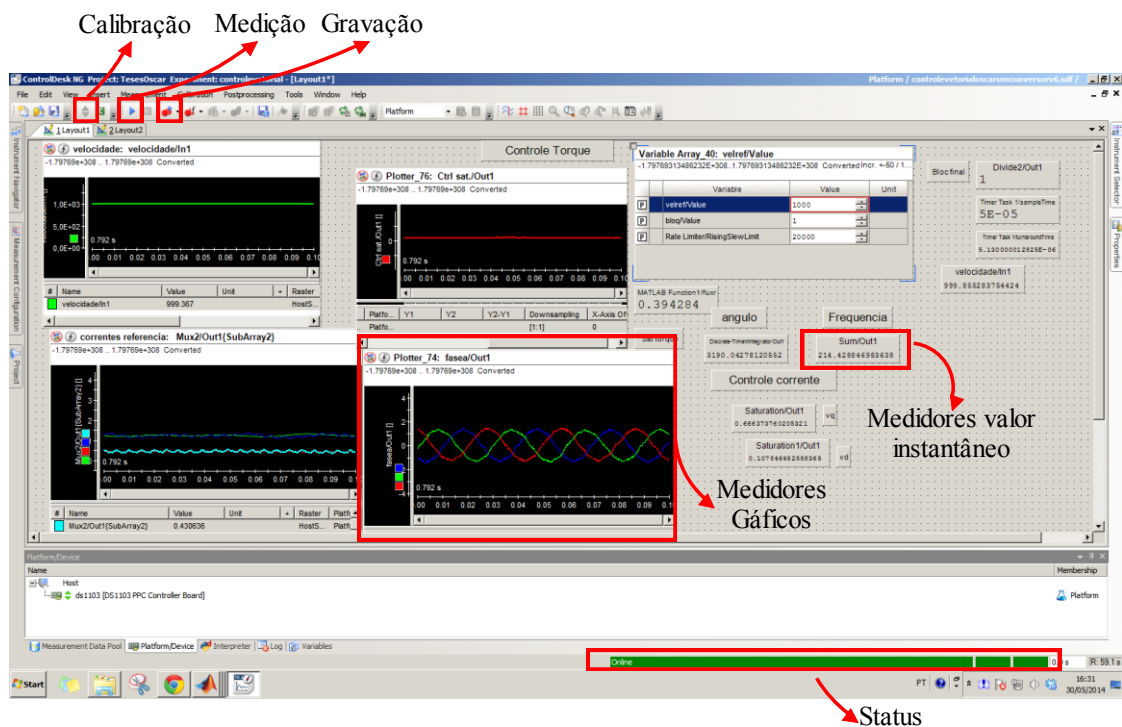


Figura 5.5. Imagem da área de trabalho do ControlDesk.

Para passar do modo de edição ao modo de calibração é necessário clicar no botão *calibration* ressaltado na parte superior da Figura 5.5. Com esta operação, a descrição de variáveis é carregada no DS1103 e o software ControlDesk passa a ter controlabilidade sobre o estado das variáveis de escrita do sistema de controle (esta operação é feita em tempo real); igualmente é possível ver o estado atual das grandezas contidas dentro de alguns instrumentos de medição. Contudo, para poder analisar as formas de onda dos instrumentos gráficos, é necessário ativar o modo de medição (com o botão *Measurement*). Os instrumentos gráficos exibem uma determinada variável por um intervalo de tempo com duração predeterminada; estabelecida mediante algum dos *triggers* disponíveis. No modo de medição é igualmente possível modificar qualquer parâmetro em tempo real.

Finalmente, no modo de gravação é guardada a informação de certas variáveis selecionadas (todas as que estejam dentro de instrumentos gráficos por *default*) a cada passo de amostragem e durante o tempo estabelecido pelos *triggers* de duração. A informação salva é guardada em um arquivo com formato *.icf* que pode ser exportada

para outros diversos formatos, entre os quais está a extensão .mat que permite pós-edição de resultados em Matlab®.

5.3 Parametrização do conversor CFW-11

Tal como indicado no diagrama da Figura 5.1, no desenvolvimento experimental foi escolhido trabalhar com um conversor industrial na função de controle vetorial, desempenhando o papel de controle de velocidade do conversor frontal (CF). Este conversor (CFW-11 da Weg) apresenta a estrutura de controle apresentada na Figura D.1 (WEG, 2011). As constantes de controle do CFW-11 foram parametrizadas a partir do comportamento dinâmico das principais variáveis elétricas do motor quando é utilizada a estrutura de controle de velocidade da Figura 4.5 (que foi utilizada nas simulações computacionais do capítulo 4). Dito de outro modo, inicialmente a dspace1103 foi programada para realizar um controle de velocidade orientado pelo campo convencional baseado na estrutura da Figura 4.5 e utilizando as constantes usadas nas simulações (ver seção 4.2.2); desta implementação são obtidas as formas de onda de torque, velocidade e correntes do estator que servem para estabelecer o valor dos parâmetros de controle do CFW-11 buscando uma resposta similar.

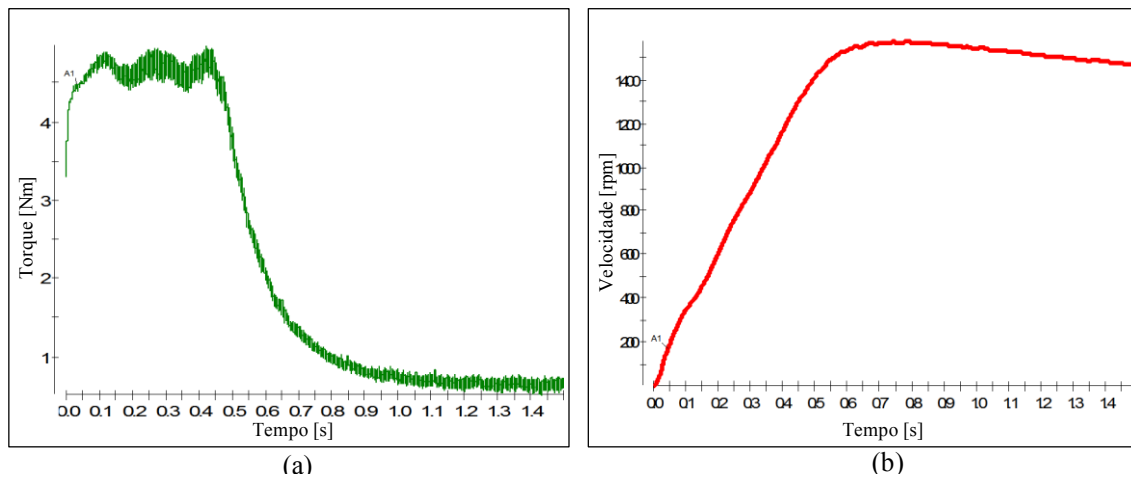


Figura 5.6. Formas de onda da implementação do controle orientado na DS1103. (a) Torque eletromagnético, (b) Velocidade do motor.

Na Figura 5.6 são mostradas as formas de onda de torque eletromagnético e de velocidade resultantes da implementação do controle orientado convencional na placa de desenvolvimento DS1103. A velocidade de referência é estabelecida no valor nominal (1370 rpm) e as gráficas apresentadas são obtidas do software *ControlDesk*. A Figura 5.6(a) mostra o bom desempenho dinâmico de um controlador orientado pelo

campo, onde o torque desenvolvido é controlado de forma aproximadamente direta pelo componente i_{sq} das correntes do estator. Neste teste, o torque desenvolvido permanece quase constante no valor máximo para baixas velocidades, para depois diminuir para um valor pequeno quando a velocidade é próxima à velocidade de referência. A curva da velocidade é mostrada na Figura 5.6(b).

Na Figura 5.7(a) são mostradas as correntes trifásicas da partida do motor no caso do controle por DS1103. Pode-se verificar que as correntes de partida não superam o valor de pico máximo e têm uma dinâmica similar à do torque elétrico. Finalmente, na Figura 5.7(b) são mostradas as variáveis internas da técnica de chaveamento de vetor espacial, que indicam a duração de cada um dos vetores adjacentes, tal como definidas em (3.36) e (3.37). É destacável a característica com a qual o tempo de duração de cada vetor varia rapidamente de zero ao seu valor máximo (ou vice-versa) no instante em que muda o setor do vetor espacial.

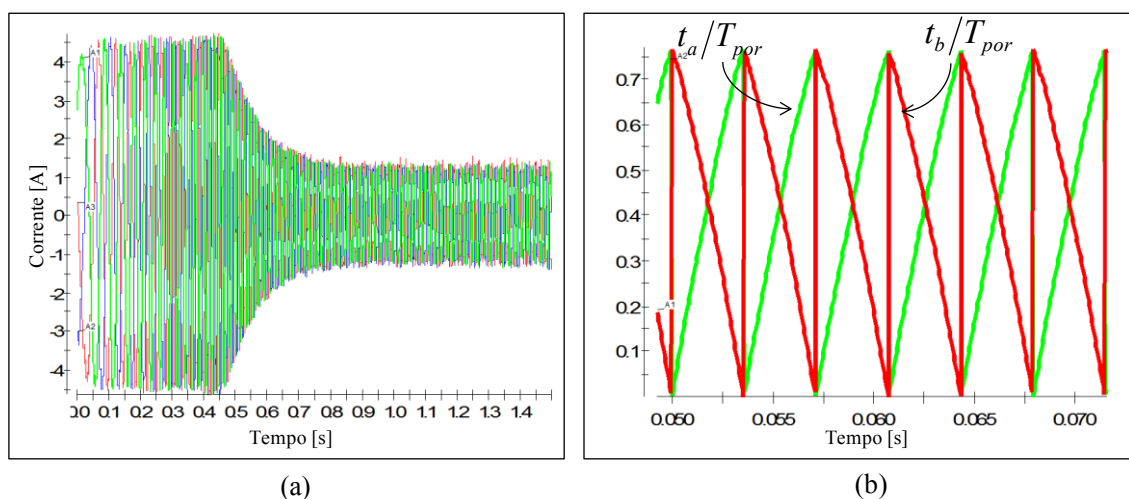


Figura 5.7. Formas de onda da implementação do controle orientado na DS1103. (a) Correntes trifásicas, (b) Entradas para o chaveamento da modulação vetorial (SVPWM).

Por outra parte, na Figura 5.8 são mostrados os resultados do controle orientado efetuado pelo conversor CFW-11, uma vez realizados os ajustes dos seus parâmetros internos. Embora o comportamento da velocidade não seja idêntico ao apresentado anteriormente, o sistema mostra um desempenho de torque e de velocidade satisfatório, o DS1103 consegue adquirir adequadamente as medições das correntes do estator e estimar a posição do fluxo do rotor de tal forma que consegue representar adequadamente as correntes trifásicas no referencial girante dq .

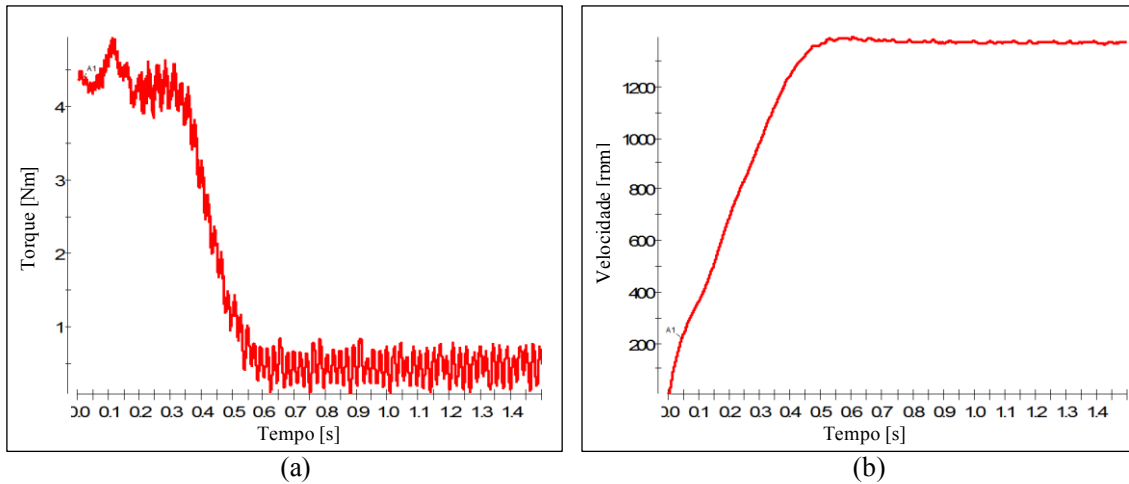


Figura 5.8. Formas de onda da implementação do controle orientado no CFW-11. (a) Torque eletromagnético, (b) Velocidade do motor.

A Figura 5.9 mostra as correntes adquiridas pela dspace1103 tanto no referencial abc quanto no dq ; sendo que estas últimas evidenciam a relação quase linear entre o componente i_{sq} da corrente e o torque elétrico em velocidades menores à nominal. A partir dos resultados apresentados anteriormente, é possível afirmar que o comportamento do conversor industrial CFW-11 na presente aplicação de controle de duplo conversor é similar ao que poderia ser obtido da utilização de um conversor com chaveamento controlado desde a dspace1103 para o CF. Em outras palavras, fica validado o uso de um conversor industrial para o acionamento do CF.

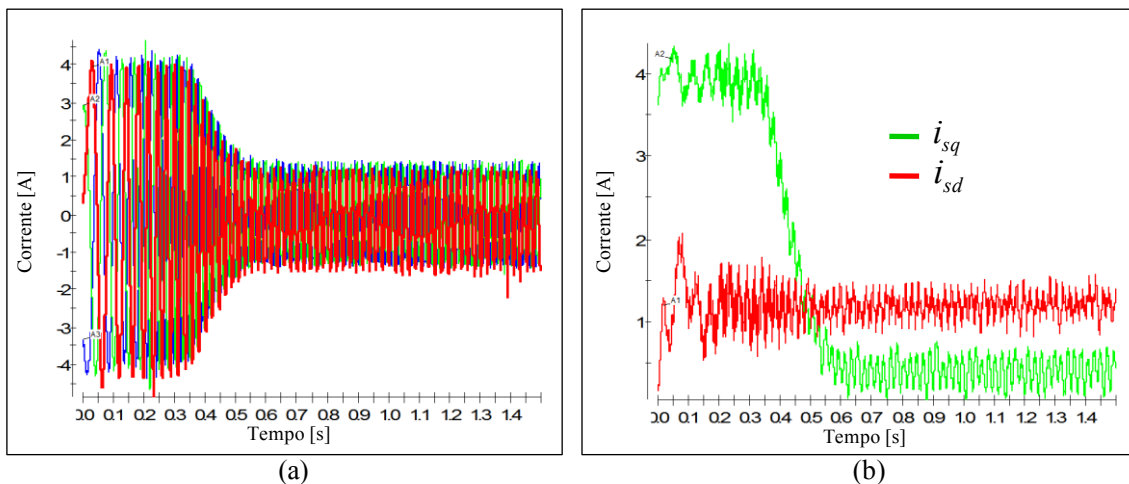


Figura 5.9. Formas de onda da implementação do controle orientado no CFW-11. (a) Correntes trifásicas, (b) Correntes no referencial dq .

A Tabela 5.1 mostra as principais configurações efetuadas nos parâmetros internos do conversor CFW-11 no modo de controle vetorial com *encoder*.

Tabela 5.1: Parametrização do CFW-11.

Parâmetro	Descrição	Valor
P061	Ganho proporcional do regulador de velocidade	1,5
P0162	Ganho integral do regulador de velocidade	0,014
P0165	Filtro de velocidade	0,012 s
P0166	Ganho diferencial do regulador de velocidade	0
P0167	Ganho proporcional do regulador de corrente	0,75
P0168	Ganho integral do regulador de corrente	0,4
P0175	Ganho proporcional do regulador de fluxo	0,5
P0176	Ganho integral do regulador de fluxo	0,005
P0178	Fluxo nominal	100%
P0179	Fluxo máximo	120%
P0182	Velocidade para atuação do controle I/F	0 rpm
P0409	Resistência do estator do motor	5,4 Ω
P0410	Corrente de magnetização do motor	0,9 A
P0411	Indutância de dispersão de fluxo do motor	29,3 mH
P0412	Constante Lr/Rr	0,08 s
P0413	Constante Tm	0,13 s
P0169	Máxima corrente de torque	125%
P0100	Tempo de aceleração	0 s
P0101	Tempo de desaceleração	2,5 s

5.4 Elementos da bancada experimental

Na Figura 5.10 é mostrada uma fotografia da bancada experimental, sendo que no apêndice C são apresentadas de forma individual as imagens de cada um dos elementos da bancada. Em termos gerais os elementos utilizados são:

- Motor de indução da WEG (cujos parâmetros são descritos na Tabela 4.1).
- Conversor comercial CFW-11.
- Conversor com chaveamento controlado POWEREX (com capacitância no elo de 3300 μ F).
- Placa de medição de correntes do estator.
- Placa de medição da tensão no elo CC traseiro.
- Placa de adequação dos sinais de disparo.
- *Encoder* de 1024 ppm.
- Computador com o software ControlDesk para realizar o comando do controle e as medições das grandezas.
- Segundo motor de indução (com *encoder* acoplado no seu eixo) conectado ao motor que está sendo acionado por meio de uma correia mecânica em V.

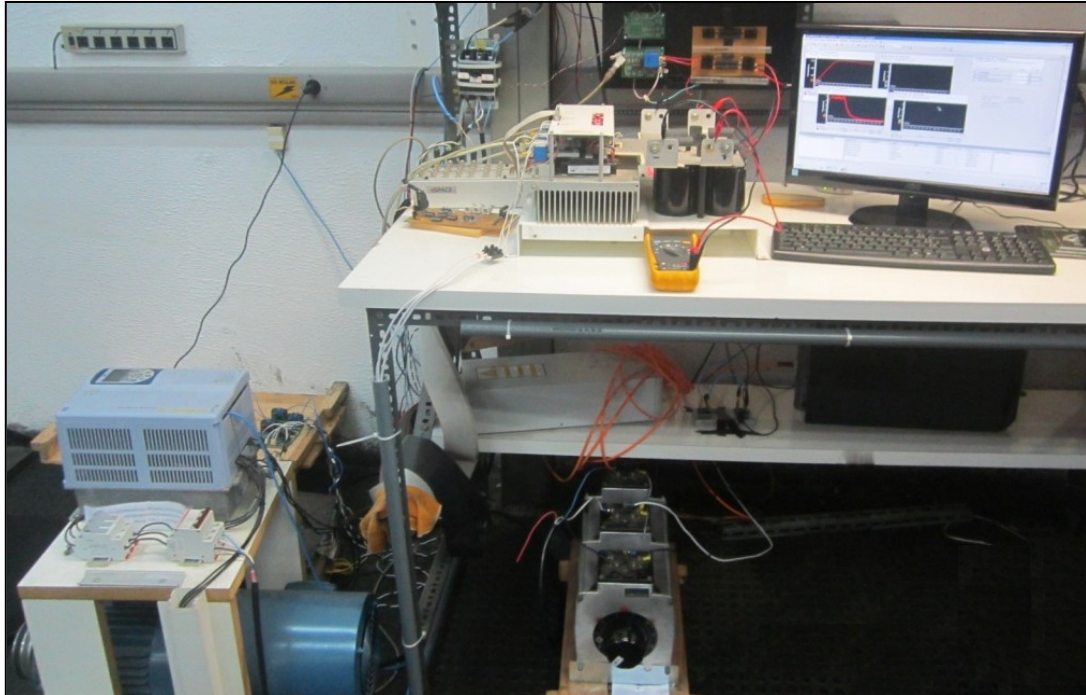


Figura 5.10. Fotografia da bancada experimental.

Neste sistema a alimentação do conversor CFW-11 é efetuada pela rede trifásica de baixa tensão (220 Vrms), enquanto que a referência de tensão é estabelecida em 340 V, obtida do cálculo efetuado na seção 4.2.3 deste documento.

5.5 Resultados experimentais obtidos

A seguir são apresentados os resultados experimentais que validam a funcionalidade do controle de duplo conversor com compensação da tensão reativa, no acréscimo do torque eletromagnético em velocidades superiores à nominal. Os resultados são divididos em dois testes, o primeiro para velocidade nominal (ω_{base}) e o segundo para uma velocidade de 2,5 vezes a velocidade nominal. Finalmente é mostrado o comportamento do carregamento do capacitor nos momentos de pré-partida.

5.5.1 Resultados para velocidade de referência nominal

Inicialmente é realizado um teste de partida com velocidade de referência nominal (1370 rpm) para os dois esquemas de controle (com o controle do CT ativo e com o controle do CT fixo em um vetor nulo, fechando assim a conexão Y da máquina). A Figura 5.11 mostra a comparação do comportamento dinâmico da velocidade do rotor nos dois casos, claramente o desempenho de velocidade é bastante similar para ambos os casos, nos quais é atingida a velocidade de referência com uma dinâmica similar.

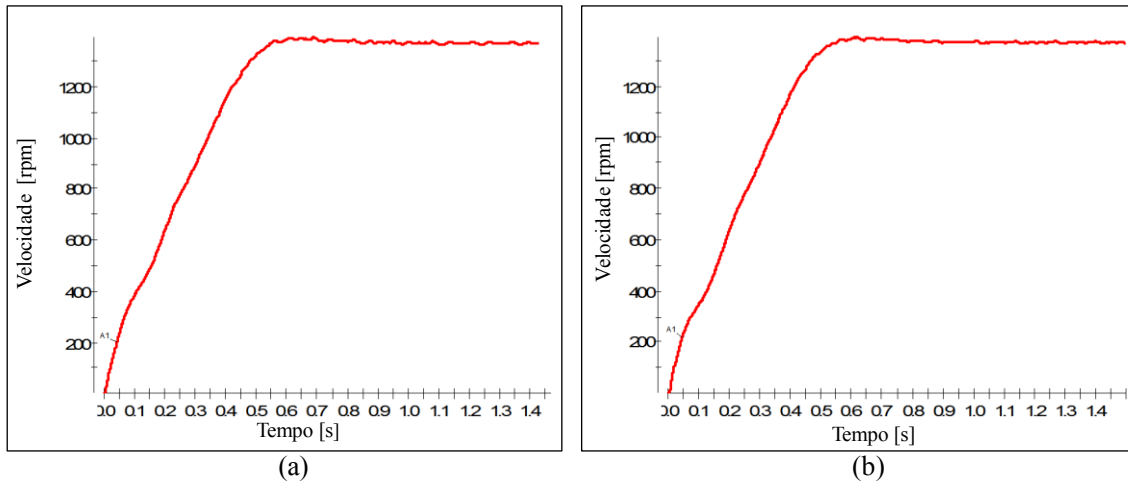


Figura 5.11. Velocidade do rotor. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.

De igual maneira, as Figuras 5.12 e 5.13 mostram que o comportamento elétrico dos dois esquemas de controle é bastante similar, tanto para o torque produzido pela máquina, quanto para as correntes do estator no referencial síncrono girante. Isto coincide com os resultados de simulação da seção 4.3.1, que mostram que o melhoramento no torque elétrico da técnica de acionamento de duplo conversor só ocorre para velocidades superiores a 2 pu. Para velocidades de referência menores ou iguais à nominal, o controle de reativos do CT não oferece claras melhoras no comportamento dinâmico de partida.

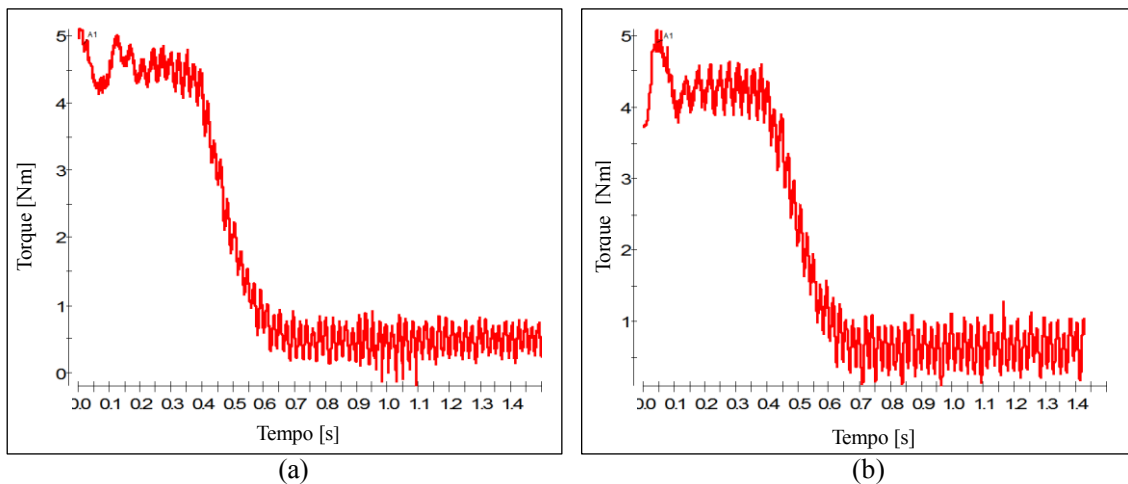


Figura 5.12. Torque eletromagnético. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.

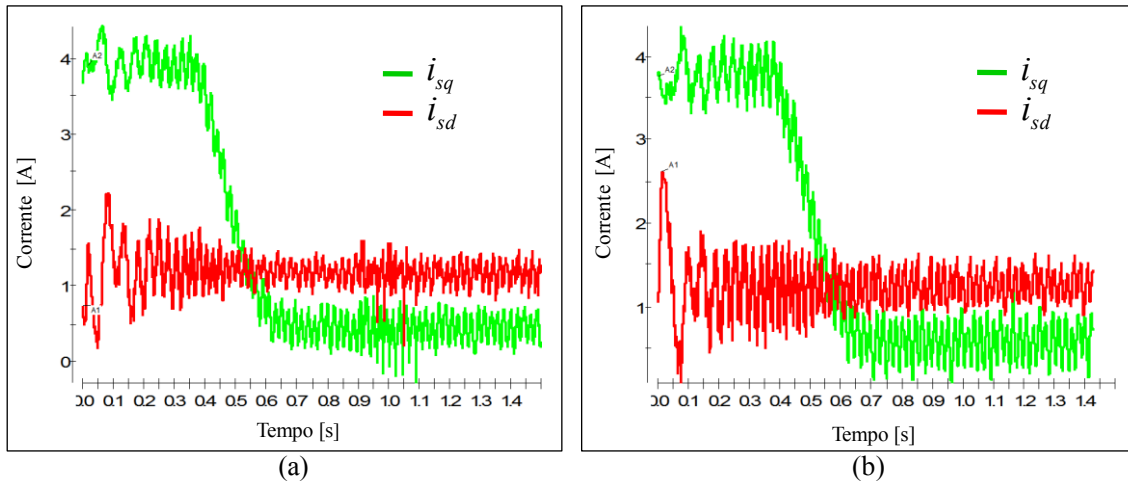


Figura 5.13. Correntes no referencial $d-q$. (a) Controle do CT ativo, (b) Controle orientado convencional.

5.5.2 Resultados para referência de velocidade de 2,5 pu

Em segundo lugar foi realizado um teste com velocidade de referência de 2,5 pu, equivalente a 3425 rpm. Esta velocidade é escolhida (e não o valor de 5500 rpm utilizado nas simulações) porque as características do teste experimental permitem que uma clara diferença entre os resultados com e sem o controle do CT seja observadas para esta velocidade. Adicionalmente, a referência de velocidade de 3425 rpm diminui a fadiga mecânica do sistema, o qual não possui um projeto mecânico específico para atingir altas velocidades.

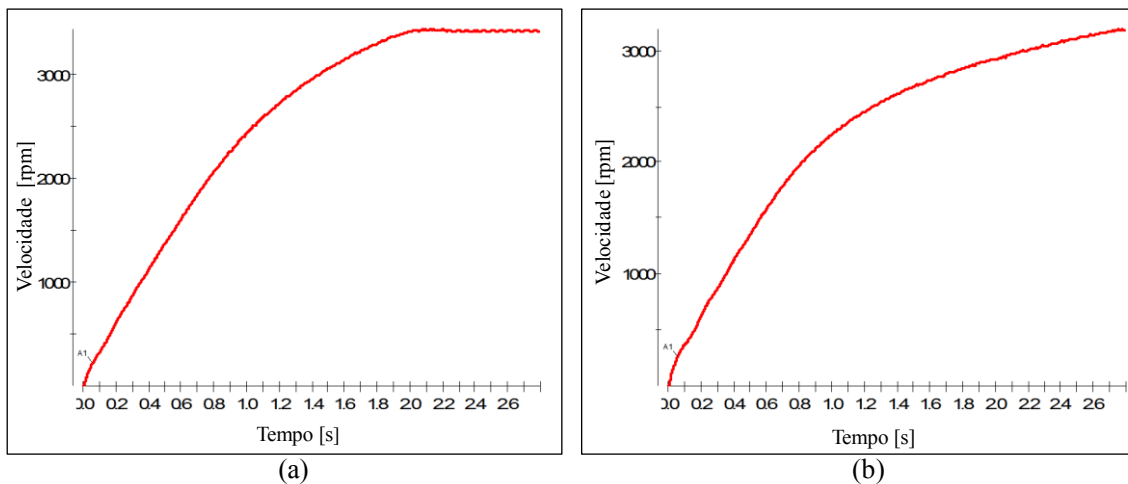


Figura 5.14. Velocidade do rotor. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.

Na Figura 5.14 são mostradas as velocidades do rotor para ambos os casos (com o controle de compensação de reativos do duplo conversor e com o controle orientado convencional); nestes resultados é utilizada uma janela de tempo fixa de 2,8 s para as

duas condições, o que permite uma melhor comparação gráfica. No caso do controle de duplo conversor, o motor demora aproximadamente 1,9 s para atingir a referência de velocidade, instante a partir do qual a velocidade permanece constante e estável na referência. Em contraste, quando o controle utilizado é o controle vetorial convencional, a velocidade mecânica aumenta mais lentamente, ao ponto de não chegar na referência no intervalo de tempo escolhido. Este resultado deixa em evidência o melhor desempenho de aceleração quando é utilizado o método de controle proposto.

A Figura 5.15 mostra o torque instantâneo em ambos os casos. Pode-se observar, a partir desta figura, que depois do instante de tempo de 0,7 s (para o qual é atingida aproximadamente a velocidade de referência) o torque produzido diminui para ambos os controladores. Contudo, no caso do controle proposto de duplo conversor, o decaimento do torque ocorre de uma forma mais suave, de tal forma que para o instante de tempo de 2 s a referência de velocidade é atingida e o torque é reduzido para o valor correspondente à carga mecânica equivalente. No correspondente ao controle convencional (Figura 5.15(b)), os resultados mostram que depois de 1,8 s o torque desenvolvido apresenta acentuados *spikes* enquanto que seu valor médio continua decaindo. No final da janela de tempo apresentada, o motor controlado pelo controle orientado convencional não atingiu a velocidade de referência e seu torque tem uma grande distorção entre 0 Nm e 3 Nm.

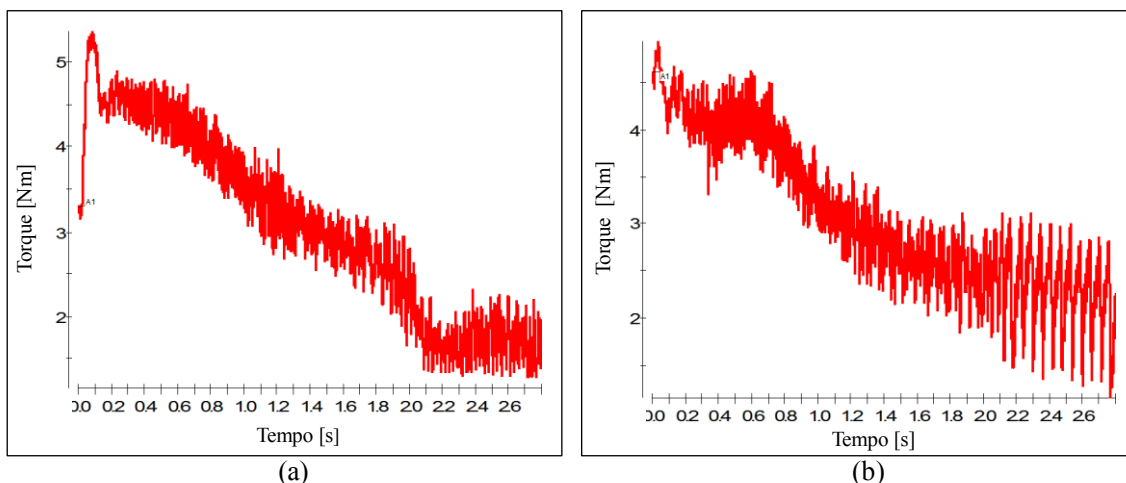


Figura 5.15. Torque eletromagnético. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.

A origem da forte distorção na forma de onda do torque no caso do controle orientado convencional é devida à distorção presente nas correntes de linha do estator. Da Figura 5.16(b), que mostra a corrente instantânea de uma fase do estator, é possível

observar que depois de 2,1 s a distorção de corrente aumenta significativamente; isto não acontece quando a técnica de controle efetuada é a técnica proposta, a Figura 5.16(a) mostra que a corrente permanece com valor máximo constante até atingir a velocidade requerida, de forma similar a como aconteceu nas simulações efetuadas no capítulo 4.

As correntes trifásicas do motor de indução são apresentadas através de sua representação no referencial girante $d-q$ para ambos os controladores na Figura 5.17. Diferentemente do resultado das simulações, apresentados na Figura 4.11, nos quais a magnitude da corrente no eixo q do controle orientado convencional não conseguia acompanhar a referência i_{sq}^* constante e caía em magnitude mantendo uma distorção harmônica relativamente fixa, no caso do desenvolvimento em bancada o controlador de corrente do CFW-11 não satura suas saídas de tensão, o que origina que o conteúdo harmônico das correntes seja seriamente piorado depois que o limite de corrente é atingido.

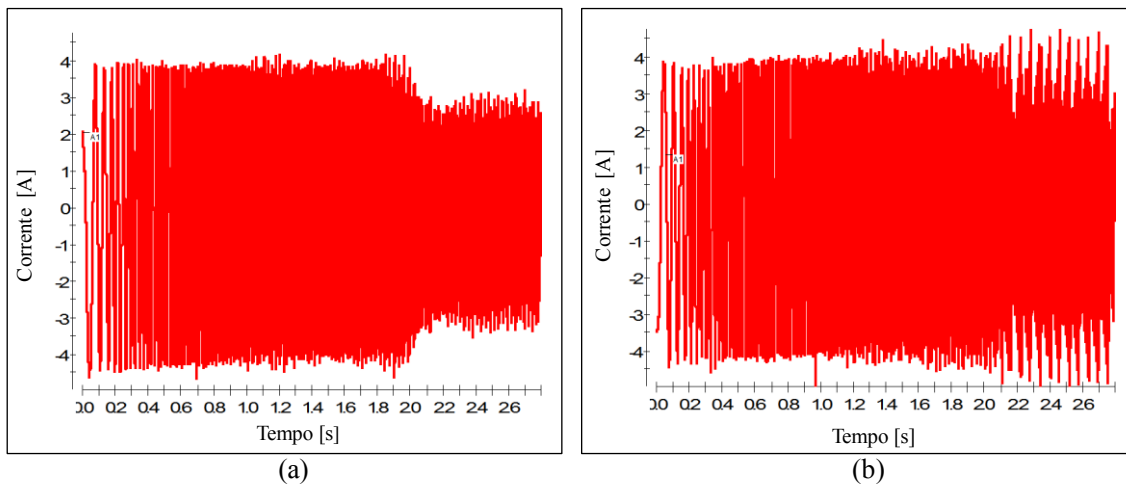


Figura 5.16. Corrente da fase a do estator. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.

Para o controlador de duplo conversor proposto, a corrente i_{sq} permanece com valor médio constante até que a velocidade nominal é atingida, depois disso diminui até o valor de corrente requerido pela carga mecânica do eixo. Entretanto, a corrente no eixo direto (i_{sd}) diminui à medida que a velocidade do sistema aumenta para efetuar o enfraquecimento de campo magnético do rotor.

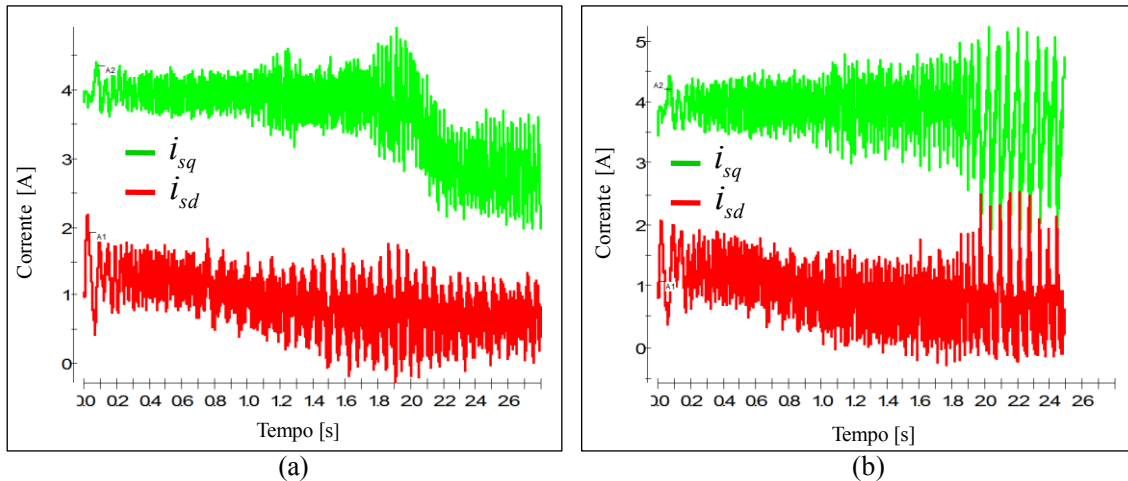


Figura 5.17. Correntes do estator no referencial $d-q$. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.

Por fim, a Figura 5.18 mostra a potência mecânica do sistema calculada a partir de $P_{mec} = T_{em} \cdot \omega_r$. O resultado mostra que a potência fornecida pelo controle de duplo conversor tem um valor pico maior que permanece constante durante um período mais curto de tempo do que a potência calculada para o controle orientado convencional. As distorções nas correntes em altas velocidades, para este último tipo de controle, são transferidas até a potência elétrica, que apresenta variações abruptas nos últimos instantes do teste.

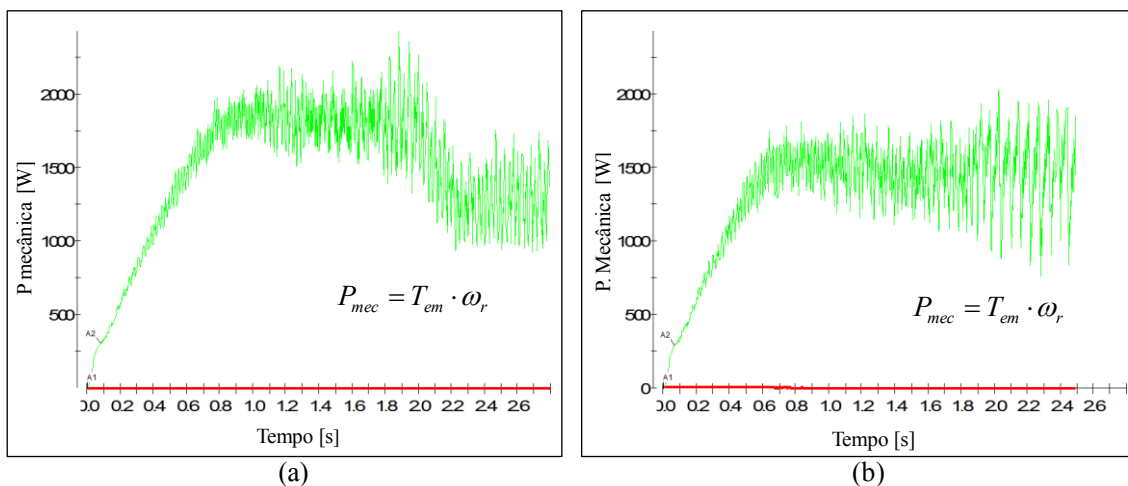


Figura 5.18 Potência mecânica. (a) Controle proposto de compensação de reativos no CT, (b) Controle orientado convencional.

Os resultados das figuras anteriormente discutidas mostram de forma evidente que a inclusão do controle de compensação de tensão reativa proposto no presente trabalho efetua de forma satisfatória o papel de impulso no torque desenvolvido na máquina de indução para altas velocidades, alongando sua faixa de velocidade onde é possível a operação com potência constante. Da análise dos resultados é válido afirmar que o

desempenho de aceleração de um motor acionado sob o controle de duplo conversor é melhor do que o desempenho de um controle orientado tradicional, principalmente quando a velocidade de referência é superior à nominal

Na Figura 5.19 é mostrada a forma de onda instantânea da referência de tensão para a fase *a* do CT em pu, tomando como base a tensão CC do elo traseiro, durante o teste de partida com velocidade de referência igual a 2,5 pu. Da figura, pode-se observar que o valor de pico da tensão de referência (que tem uma forma de onda senoidal) cresce à medida que a velocidade do fluxo do rotor aumenta. Como uma velocidade maior requer uma maior porcentagem de tensão do elo CC, é possível inferir que (do ponto de vista elétrico) a velocidade máxima de operação do motor de indução com o acionamento de duplo conversor é dada pelo nível de tensão do elo CC e os parâmetros elétricos específicos do motor, de acordo com a expressão (4.12).

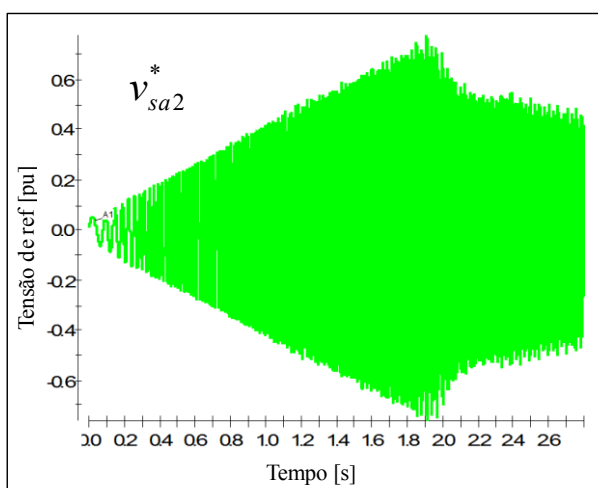


Figura 5.19. Referência de tensão na fase *a* para a modulação PWM do CT.

5.5.3 Carregamento do capacitor do elo CC traseiro

Nos testes anteriormente apresentados, o capacitor do CT está carregado desde o início em um valor de referência de 340 V. O processo de carregamento do capacitor é realizado nos instantes prévios à partida da máquina, intervalo de tempo durante o qual também é estabelecido o fluxo magnético do rotor. Para realizar isto, o controle do CFW-11 é comandado para efetuar o controle orientado com velocidade de referência de 0 rpm. Na Figura 5.20 são mostradas as correntes trifásicas do motor, que são constantes no referencial *abc* assim como no referencial *d-q*. Da Figura 5.20(b) é possível identificar que a magnitude da corrente i_{sq} é nula (tal como esperado para uma

condição de não aceleração) enquanto que o valor da corrente i_{sd} é de aproximadamente 1,35 A.

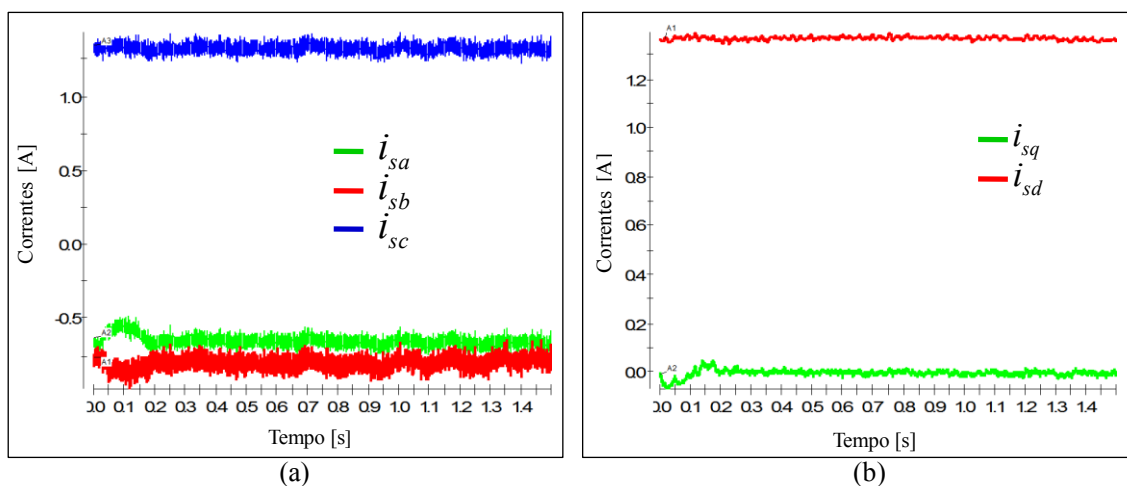


Figura 5.20. Correntes na condição de pré-partida. (a) no referencial abc , (b) no referencial $d-q$.

Para evitar que a ação de carregamento de tensão CC no capacitor do CT afete às correntes de magnetização do motor de indução, a referência de tensão U_{CC2}^* da Figura 3.7 é estabelecida de forma gradual desde zero até a referência final de 340 V, em uma forma de onda tipo rampa, com uma derivada de crescimento que depende do nível de corrente de magnetização e do valor da capacitância do elo CC. Neste trabalho, a relação entre a corrente de magnetização e a capacitância é de 409 V/s, de modo que é escolhida uma taxa de aumento na tensão de referência de 50 V/s.

Na Figura 5.21 é mostrado o processo de carregamento da tensão CC; a referência de tensão leva aproximadamente 7 s para chegar ao valor final, enquanto que a tensão atual no capacitor demora em torno de 9 s para atingir o valor de 340 V, acompanhando sempre o crescimento da tensão de referência e com ultrapassagem máxima de 6,1%. A Figura 5.21(b) mostra a saída do controlador PI de tensão durante o intervalo de carregamento. Depois de que a tensão chega ao valor estabelecido, a saída deste controlador vai ser quase zero, já que o fluxo de potência entre o CT e CF, uma vez carregados os capacitores, é desprezível.

Apesar de que o tempo de 9 s levado para o carregamento da tensão CC pode parecer um pouco elevado para uma aplicação de VE, é importante destacar que este tempo unicamente é requerido no momento inicial de ligar do sistema; em operação normal (aceleração, frenagem e parada) não seria mais requerido este procedimento, já que a tensão CC permaneceria carregada. Adicionalmente, em um sistema onde a corrente de

magnetização fosse maior e/ou a capacitância do elo menor, é possível estabelecer um aumento de tensão de referência mais rápido.

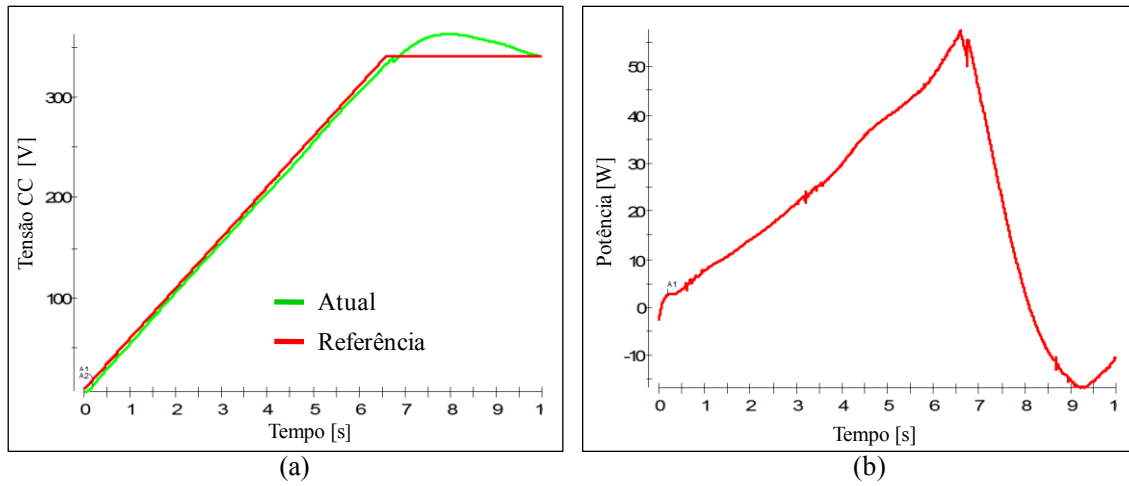


Figura 5.21. Carregamento da tensão CC do CT. (a) Tensões atuais e de referência, (b) Potência de referência do controlador PI da Figura 3.7.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões e considerações Finais

No presente trabalho foi proposta, simulada e testada em bancada experimental uma nova técnica de acionamento de motor de indução aplicada em motores de indução com enrolamentos abertos. Esta técnica fundamenta-se em controlar o CT para injetar unicamente potência reativa nos terminais traseiros do motor, o que origina um aumento na tensão total aplicada nos enrolamentos do mesmo. Desta maneira, a tensão numa bobina do motor pode superar ao valor limite máximo da tensão modulável pela fonte de tensão do CF, o que permite alongar a região de operação de potência constante. Tal como descrito na introdução deste trabalho, em diversas publicações acadêmicas são mostrados os benefícios que podem ser obtidos nas aplicações de veículos elétricos de um motor com ampla faixa de operação com potência constante, principalmente em relação à especificação de potência do sistema de tração e à eficiência do mesmo.

A técnica de controle proposta para o conversor traseiro tem como fundamentos o conceito de tensão reativa (KIM et al., 2004) e a teoria de potência instantânea (AKAGI et al., 2007). Esta compensação permite, além do alargamento da região de potência constante, melhorar o fator de potência das correntes do lado CA do CF. A formulação deste controlador é uma das principais contribuições do presente trabalho, esta é realizada em tal forma que permite controle independente de cada conversor, tal como foi comprovado na implementação experimental.

As simulações computacionais deste trabalho foram realizadas utilizando o software Simulink®, no qual foi necessário elaborar um modelo matemático do motor indução com enrolamentos abertos utilizado nos testes. Os resultados destas simulações mostram que mediante o uso da técnica de controle adotada, o torque disponível no eixo do motor é superior ao existente no caso do controle vetorial convencional, para velocidades maiores que duas vezes a velocidade nominal. Isto indica que o

desempenho de aceleração do motor é aprimorado com o uso da estratégia proposta. Nas simulações é destacada a forma como o CT proporciona um impulso na tensão eficaz nos terminais do motor. Esta funcionalidade, que é realizada sem a necessidade de nenhuma fonte adicional de energia, permite uma melhor utilização da fonte de tensão CC do CF, o que pode ser refletido em diminuição do número de células em série no banco de baterias e, conseqüentemente, redução da especificação de tensão nominal do mesmo.

Nos testes experimentais foi corroborado o funcionamento da estratégia de controle proposta por meio da comparação de dois sistemas idênticos salvo a existência ou não do controle de compensação do CT. Experimentalmente foi observado que para velocidades menores ou iguais à nominal, o controle proposto não interfere (positiva ou negativamente) com o desempenho do acionamento. Por outro lado, para uma velocidade de referência de 2,5 pu da velocidade de rotação nominal, o sistema onde o CT está sendo utilizado responde de uma forma superior, com um torque eletromagnético aprimorado, uma maior faixa de operação com potência constante e um melhor desempenho de aceleração. A velocidade de referência não foi limitada pelas capacidades da estratégia de controle (que mostrou nas simulações funcionar corretamente para uma velocidade de operação de 4 pu), mas pelas características mecânicas do sistema utilizado para os testes.

Na bancada experimental o controle do CT foi implementado utilizando um processador dspace1103 (do qual foi apresentada uma rápida descrição de seu ambiente de trabalho), enquanto que o CF foi acionado por um inversor de potência convencional. O uso deste inversor é outro dos aspectos importantes deste trabalho, já que mostra a independência de cada controlador, o que permite uma fácil adaptação da estratégia de controle proposta a um sistema industrial já existente. Em teoria bastaria abrir os enrolamentos de um motor convencional acionado por um inversor, e adaptar-lhe o CT para aprimorar sua resposta em altas velocidades.

6.2 Propostas para Trabalhos Futuros

As principais recomendações que surgem da presente dissertação para temas de trabalhos que poderiam ser desenvolvidos no futuro, visando dar continuidade à linha de pesquisa são:

- i) Apesar de que o projeto de um sistema de propulsão de veículos elétricos é multidisciplinar, o presente estudo está direcionado unicamente no enfoque elétrico da estratégia de controle de compensação de potência reativa proposta. Um projeto mecânico de um sistema de medição e experimentação focado em sistemas de tração de VE seguramente incentivaria as pesquisas nesta área e permitiria que esta e outras técnicas de acionamento pudessem ser estudadas em motores de indução e/ou outros tipos de motores.
- ii) Aprimorar o conhecimento da topologia de duplo conversor para o acionamento de motores de indução por meio do estudo e desenvolvimento de outras técnicas de controle envolvidas no objetivo de alargamento da faixa de velocidades de operação (entre as quais poderia estar incluída a modulação PWM com índice de modulação fixo mencionada na seção 3.2.2) assim como de técnicas de controle relacionadas com outros tipos de enfoques no acionamento de motores como, por exemplo, melhoramento de eficiência.
- iii) Incorporar na estratégia de controle um algoritmo de estimação de parâmetros do motor de indução, que permita ter certa independência das condições externas de operação, como a temperatura do ambiente, no desempenho dos controladores.

Referências Bibliográficas

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. 1^o ed. New York: IEEE Press Editorial Board/Wiley Interscience, 2007.

ALLEN-BRADLEY. **Comprehensive Guide to Understanding Motor Fundamentals**. Manual de Instruções. Rockwell Automation, 1998.

BERTOLUZZO, M.; ZABIHI, N.; BUJA, G. Overview on battery chargers for plug-in electric vehicles. **15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, Serbia**, p. LS4d.1-1-LS4d.1-7, 2012.

BISWAS, D.; MUKHERJEE, K.; KAR, N. A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for EV/HEV. **Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, USA**, p. 1-5, 2012.

BOGLIETTI, A.; FERRARIS, P.; LAZZARI, M.; PROFUMO, F. A new design criteria for spindles induction motors controlled by field oriented technique. **Electric Machines & Power Systems**, v. 21, n. 2, p. 171-182, 1993.

BOULANGER, A.; CHU, A.; MAXX, S.; WALTZ, D. L. Vehicle electrification: Status and issues. **Proceedings of the IEEE**, v. 99, n. 6, p. 1116-1138, 2011.

BOWES, S.; MOUNT, M. Microprocessor control of PWM inverters. **IEE Proceedings B - Electric Power Applications**, v. 128, n. 6, p. 293-305, 1981.

BROECK, H. VAN DER; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 24, n. 1, p. 142-150, 1988.

CHAN, C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 704-718, 2007.

CHAN, C. C.; BOUSCAYROL, A.; CHEN, K. Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 2, p. 589-598, 2010.

CHAPMAN, S. **Electric machinery fundamentals**. 4th ed. Tata McGraw-Hill Education, 2005.

CHEN, C. C.; CHAU, K. T. **Modern Electric Vehicle Technology**. New York: Oxford University Press, 2001.

CIKANEK, S. R.; BAILEY, K. E. Regenerative braking system for a hybrid electric vehicle. **Proceedings of the American Control Conference, Anchorage, USA**, p. 3129-3134, 2002.

CLARKE, E. **Circuit Analysis of AC Power System, Vol I- Symmetrical and Related**. New York: John Wiley and Sons Inc, 1943.

COSTA, W. DA. **Metodologia para conversão de veículos equipados com motores a combustão interna para tração elétrica: aplicação de motor síncrono de ímã permanente com fluxo magnético radial a um furgão**, 2009. Dissertação de Mestrado. Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro.

DSPACE. Features. **DS1103 PPC Controller Board**. p.170, 2012a. Paderborn, Alemanha.

DSPACE. Hardware Installation and Configuration. **DS1103 PPC Controller Board**, 2012b. Paderborn, Alemanha.

DSPACE. Basic Practices Guide for ControlDesk 4.3. **ControlDesk Next Generation**, 2012c. Paderborn, Alemanha.

EHSANI, M.; GAO, Y.; GAY, S.; EMADI. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles**. CRC PRESS ed. 2005.

EHSANI, M.; GAO, Y.; MILLER, J. Hybrid electric vehicles: architecture and motor drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 95, n. 4, p. 719–728, 2007.

EHSANI, M.; RAHMAN, K.; BELLAR, M. D.; SEVERINSKY, A. J. Evaluation of Soft Switching for EV and HEV Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 48, n. 1, p. 82–90, 2001.

EMADI, A.; RAJASHEKARA, K.; WILLIAMSON, S. S.; LUKIC, S. Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations. **IEEE Transaction on Vehicular Technology**, v. 54, n. 3, p. 763–770, 2005.

EWANCHUK, J.; SALMON, J.; CHAPELSKY, C. A Method for Supply Voltage Boosting in an Open-Ended Induction Machine Using a Dual Inverter System With a Floating Capacitor Bridge. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 3, p. 1348–1357, 2013.

GAUTAM, A.; OJO, J. Variable speed multiphase induction machine using pole phase modulation principle. **IECON -38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montral, Canada**, p. 3659–3665, 2012.

GE, B.; SUN, D.; WU, W.; PENG, F. Z. Winding Design, Modeling, and Control for Pole-Phase Modulation Induction Motors. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 49, n. 2, p. 898–911, 2013.

GERRITS, T.; WIJNANDS, C. G. E.; PAULIDES, J. J. H.; DUARTE, J. L. Dual voltage source inverter topology extending machine operating range. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, USA**, p. 2840–2846, 2012.

HAQUE, R. U.; KOWAL, A.; EWANCHUK, J.; KNIGHT, A.; SALMON, J. PWM control of a dual inverter drive using an open-ended winding induction motor. **Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, USA**, p. 150–156, 2013.

HAWKINS, T. R.; GAUSEN, O. M.; STRØMMAN, A. H. Environmental impacts of hybrid and electric vehicles—a review. **The International Journal of Life Cycle Assessment**, v. 17, n. 8, p. 997–1014, 2012.

HOBEROCK, L. A survey of longitudinal acceleration comfort studies in ground transportation vehicles. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, v. 99, n. 2, p. 76–84, 1977.

JAIN, A. K.; MATHAPATI, S.; RANGANATHAN, V. T.; NARAYANAN, V. Integrated starter generator for 42-V powernet using induction machine and direct torque control technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 3, p. 701–710, 2006.

JIANG, S. Z.; CHAU, K. T.; CHAN, C. C. Spectral analysis of a new six-phase pole-changing induction motor drive for electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 1, p. 123–131, 2003.

KELLY, J.; STRANGAS, E. Torque control during pole-changing transition of a 3: 1 pole induction machine. **International Conference on Electrical Machines and Systems, Antalya, Turquia**, p. 1723–1728, 2007.

KELLY, J. W.; STRANGAS, E. G.; MILLER, J. M. Control of a continuously operated pole-changing induction machine. **IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison, USA**, v. 1, p. 211–217, 2003.

KIM, J.; JUNG, J.; NAM, K. Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 2, p. 312–320, 2004.

KIM, S.; SUL, S. Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 4, 1995.

KIRTLEY, J.; COWIE, J.; BRUSH, E.; PETERS, D.; KIMMICH, R. Improving induction motor efficiency with die-cast copper rotor cages. **IEEE Power Engineering Society General Meeting, Tampa, Florida, USA**, p. 1–6, 2007.

KIRTLEY, J.; SCHIFERL, R.; PETERS, D.; BRUSH, E. The Case for Induction Motors with Die-cast Copper Rotors for High Efficiency Traction Motors. **SAE Technical Paper**, 2009.

KUME, T.; IWAKANE, T.; SAWA, T.; YOSHIDA, T.; NAGAI, I. A Wide Constant Power Range Vector-Controlled ac Motor Drive Using Winding Changeover Technique. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 21, n. 5, p. 934–939, 1991.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. 1^o ed. Toronto, USA: McGraw-Hill Inc., 1994.

LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. 3^o ed. Springer-Verlag, 2001.

LORENZ, R.; LIPO, T.; NOVOTNY, D. Motion control with induction motors. **Proceedings of the IEEE**, v. 82, n. 8, p. 1215–1240, 1994.

MARTINS, L. M. **O Veículo Eléctrico e a sua Integração no Sistema Eléctrico**, 2010. Dissertação de mestrado. Universidade Técnica de Lisboa. Lisboa.

MILLER, J.; STEFANOVIC, V.; OSTOVIC, V.; KELLY, J. Design considerations for an automotive integrated starter-generator with pole-phase modulation. **IEEE Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Industry Applications Conference, Chicago, IL, USA**, p. 2366–2373, 2001.

MOHAN, N. **Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using simulink®**. Minneapolis, Minnesota, USA: MNPERE, 2001.

MORI, M.; MIZUNO, T. A Control Method of An Inverter-Fed Six-Phase Pole Change Induction Motor for Electric Vehicles. **Proceedings of the Power Conversion Conference, Nagaoka, Japão**, p. 25–32, 1997.

NEACSU, D. Space vector modulation—An introduction. **27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, USA**, p. 1583–1592, 2001.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector Control and Dynamics of AC Drives**. Oxford Science Publications, 1996.

OSAMA, M.; LIPO, T. A. A new inverter control scheme for induction motor drives requiring wide speed range. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 32, n. 4, p. 938–944, 1996.

OSAMA, M.; LIPO, T. A. Modeling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 5, p. 1177–1184, 1997.

OSAMA, M.; LIPO, T. A. Experimental and Finite-Element Analysis of an electronic pole-change drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 6, p. 1637–1644, 2000.

PALMA, J. C. . **Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável**. 1^o ed. Lisboa, Portugal: Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.

PARK, R. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.

PSA PEUGEOT CITROËN. Hybrid Air, an innovative full hybrid gasoline system. Disponível em: <<http://www.psa-peugeot-citroen.com/en/automotive->

innovation/innovation-by-psa/hybrid-air-engine-full-hybrid-gasoline>. Acesso em: 12/8/2014.

RAHMAN, Z.; BUTLER, K.; EHSANI, M. Effect of extended-speed, constant-power operation of electric drives on the design and performance of EV-HEV propulsion system. **Future Car Congress, Arlington, Virginia, USA**, p. 1–10, 2000.

RASHID, M. **Power Electronics Handbook**. Academic Press, 2001.

SANTIAGO, J. DE; BERNHOFF, H. Electrical motor drivelines in commercial All-Electric vehicles: A review. **IEEE Transaction on Vehicular Technology**, v. 61, n. 2, p. 475–484, 2012.

SANTISTEBAN, J.; STEPHAN, R. Vector control methods for induction machines: an overview. **IEEE Transactions on Education**, v. 44, n. 2, p. 170–175, 2001.

SHIVAKUMAR, E.; GOPAKUMAR, K.; SINHA, S.; PITTET, A.; RANGANATHAN, V. T. Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive. **Sixteenth Annual IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA**, v. 1, p. 399–405, 2001.

SIMS, R.; MERCADO, P.; KREWITT, W.; et al. Integration of Renewable Energy into Present and Future Energy Systems. **IPCC Special Report on Renewable Energy Sources and Climate Change Mitigation**. Cambridge ed., p.609–706, 2011. United Kingdom e New York, NY, USA.

STEPHAN, R. **Acionamento, Comando e Controle de Máquinas Elétricas**. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.

TERASHIMA, M.; ASHIKAGA, T. Novel Motors and Controllers for High-Performance Electric Vehicle with Four In-Wheel Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 1, p. 28–38, 1997.

TESKE, S.; JOSCHE, M.; SVEN, T. Energy [R]evolution. **Greenpeace International, European Renewable Energy Council (EREC) e Global Wind Energy Council (GWEC)**, p. 275–290, 2012.

THE MATHWORKS INC; TRANSÉNERGIE TECHNOLOGIES INC. **SimPowerSystems for Use with Simulink®**. Quebec, 2003.

VICATOS, M.; TEGOPOULOS, J. A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 18, n. 2, p. 225–230, 2003.

VIOREL, I.; SZABÓ, L.; LÖWENSTEIN, L.; ŞTEŢ, C. Integrated Starter-Generators for Automotive Applications. **Acta Electrotehnica**, v. 45, n. 3, p. 255–260, 2004.

VOELCKER, J. 2012 Honda Civic Hybrid: Green Car Reports Best Car To Buy 2012 Nominee. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1069878_2012-

honda-civic-hybrid-greencarreports-best-car-to-buy-2012-nominee >. Acesso em: 20/2/2014.

WATANABE, E. H.; AREDES, M. Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações– filtros ativos e FACTS. **XII CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, Uberlândia, Brasil**, p. 81–122, 1998.

WEG. **Motores de Indução alimentados por inversores de frequência PWM**. São Paulo, 2009.

WEG. **Manual de Programação CFW-11 V3.1X**. 2011.

WEG. CFW11 Inversor de Frequência. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-cfw-11-completo-10510201-catalogo-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 26/6/2014.

WELCHKO, B. A. A Double-Ended Inverter System for the Combined Propulsion and Energy Management Functions in Hybrid Vehicles with Energy Storage. **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Raleigh, NC, USA**, p. 1401–1406, 2005.

WONG, J. Y. **Theory of Ground Vehicles**. 3^o ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons INC, 2001.

WU, Y.; WANG, M. Q.; SHARER, P. B.; ROUSSEAU, A. Well-to-Wheels Results of Energy Use, Greenhouse Gas Emissions, and Criteria Air Pollutant Emissions of Selected Vehicle/Fuel Systems. **SAE International**, 2006.

ZERAOULIA, M.; BENBOUZID, M. E. H.; DIALLO, D. Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 55, n. 6, p. 1756–1764, 2006.

Apêndices

A. Representação do Vetor Espacial

As grandezas elétricas de um sistema trifásico com componente de sequência zero nulo podem ser representadas por um vetor complexo variante no tempo. Para realizar aquela representação basta com escolher um eixo de referência e refletir o valor instantâneo da grandeza de cada fase ao eixo escolhido. Considerando, por exemplo, um conjunto trifásico de correntes que satisfaçam a seguinte condição:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (\text{A.1})$$

A definição do vetor espacial vem dada por (MOHAN, 2001):

$$\vec{i}_s^a(t) = i_a(t) \cdot e^{j0} + i_b(t) \cdot e^{j2\pi/3} + i_c(t) \cdot e^{j-2\pi/3} \quad (\text{A.2})$$

Onde o sobreíndice “a” indica que o vetor espacial é representado com o eixo da fase a como referência para um ângulo de 0° . Na Figura A.1 é mostrada a construção do vetor espacial para um determinado instante de tempo, este é um vetor girante à frequência angular das grandezas trifásicas que em um sistema equilibrado e sem conteúdo harmônico descreve a forma de uma circunferência.

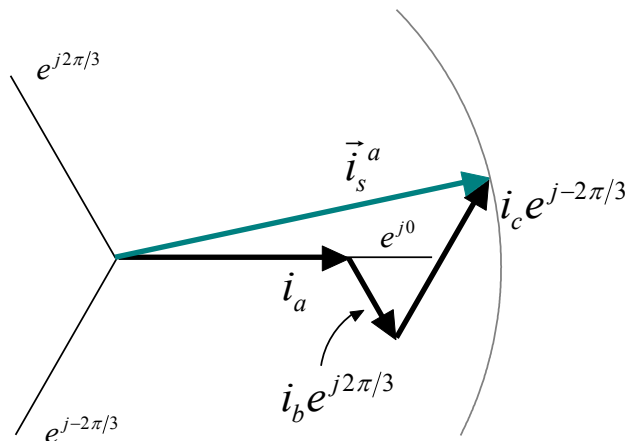


Figura A.1. Representação do vetor espacial.

De forma geral o vetor espacial pode ser representado em relação a qualquer eixo de referência mediante a seguinte expressão:

$$\vec{i}_s(t) = \vec{i}_s^a(t) \cdot e^{-j\theta_{da}(t)} \quad (\text{A.3})$$

Onde θ_{da} é o ângulo que forma a parte real do eixo de referência escolhido com respeito ao eixo da fase a . Quando o eixo de referência é fixo e o ângulo θ_{da} é nulo, o referencial é denominado de α - β e a representação do vetor espacial nos seus componentes real e imaginário pode ser realizada diretamente do sistema trifásico por meio da transformada de Clarke (CLARKE, 1943). Se o eixo de referência não é fixo, mas gira com respeito ao eixo da fase a , é denominado de referencial (d - q) e os componentes α - β podem ser representados neste referencial mediante a transformada de Park (PARK, 1929).

A.1 Transformada de Clarke

A transformada de Clarke para um conjunto trifásico de grandezas (f_a, f_b, f_c), sem componente homopolar é dada por (A.4):

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Na anterior transformada a constante K determina a magnitude dos componentes 0- α - β resultantes. Se $K = 2/3$ a transformação é denominada de invariante em amplitude e a magnitude do vetor $f_\alpha(t) + j \cdot f_\beta(t)$ é igual ao valor pico das grandezas monofásicas (em um sistema balanceado). Se o valor da constante K é igual a $\sqrt{2/3}$ a transformação é denominada de invariante em potência, neste caso as magnitudes das potências calculadas pela matriz (A.5), tomada de (AKAGI et al., 2007), correspondem exatamente com o valor da potência trifásica real (p), imaginária (q) e de sequência zero (p_0) do sistema.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Na Figura A.2 é mostrada uma representação gráfica da representação de um vetor espacial de correntes pelos seus componentes α - β . Deve-se satisfazer que:

$$\vec{i}_s(t) = i_\alpha(t) + j \cdot i_\beta(t) \quad (\text{A.6})$$

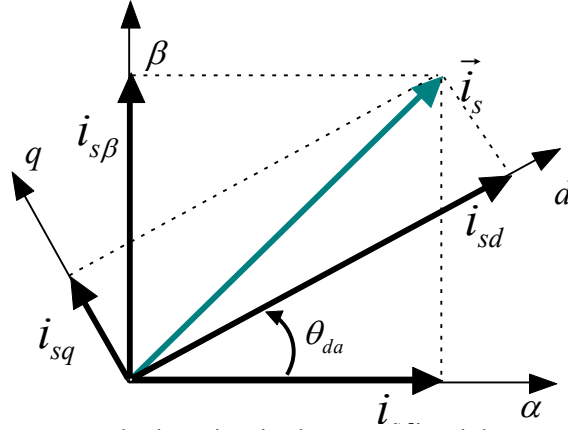


Figura A.2. Componentes real e imaginário do vetor espacial nas referenciais α - β e d - q .

A.2 Transformada de Park

A matriz de transformação de Park em termos dos componentes α - β está definida por:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & \sin(\theta_{da}) \\ -\sin(\theta_{da}) & \cos(\theta_{da}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Como mostrado na Figura A.2 o vetor espacial também pode ser representado em qualquer instante pelos componentes d e q , satisfazendo a relação:

$$\vec{i}_s(t) = (i_d(t) + j \cdot i_q(t)) \cdot e^{-j\theta_{da}} = \bar{I}_s(t) \cdot e^{-j\theta_{da}} \quad (\text{A.8})$$

Quando é utilizada a representação de um vetor espacial no eixo d - q resulta favorável escolher a velocidade de rotação do eixo síncrona com a frequência da rede, deste modo os componentes d e q são constantes em regime. Algumas outras transformadas úteis relacionadas com a modificação do eixo do referencial são:

Transformada inversa de d - q para α - β :

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da}) \\ \sin(\theta_{da}) & \cos(\theta_{da}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Transformada direta de abc para d - q (no caso de transformação invariante em amplitude):

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_{da} & \cos(\theta_{da} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{da} + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_{da} & -\sin(\theta_{da} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{da} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Transformada inversa de d - q para abc (caso de transformação invariante em amplitude):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

B. Descrição matemática do Controle Orientado pelo Campo

Em uma aplicação de controle de velocidade ou posição de motores elétricos o torque eletromagnético é a principal variável que tem que ser controlada diretamente. Normalmente é considerado que um acionamento com capacidade de produzir uma troca tipo degrau no torque possui total controlabilidade sobre a máquina acionada (MOHAN, 2001). Para conseguir isso, no controle orientado as correntes trifásicas do motor são representadas em um eixo girante $d-q$ cujo eixo direto sempre está alinhado com o vetor do fluxo do rotor $\vec{\lambda}_r$, desta forma a componente no eixo direto da corrente do estator (i_{sd}) controla diretamente o campo magnético do rotor enquanto que a corrente no eixo em quadratura i_{sq} comanda o torque desenvolvido pela máquina.

Na equação (B.1) são expressas as tensões do estator para um motor de indução em um referencial girante com uma frequência ω_e (rad/s) (KUNDUR, 1994).

$$\begin{aligned}v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_e \lambda_{sq} \\v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} + \omega_e \lambda_{sd}\end{aligned}\tag{B.1}$$

Nas expressões anteriores o enlace de fluxo no estator é definido por:

$$\begin{aligned}\lambda_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \lambda_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq}\end{aligned}\tag{B.2}$$

E o enlace do fluxo no rotor por:

$$\begin{aligned}\lambda_{rd} &= L_s i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \lambda_{rq} &= L_s i_{rq} + L_m i_{sq}\end{aligned}\tag{B.3}$$

Ao alinhar o referencial d com do fluxo do rotor, por meio do controle orientado pelo campo, a componente de fluxo no eixo q é zero ($\lambda_{rq} = 0$). Avaliando esta condição em (B.3) temos:

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq}\tag{B.4}$$

Antes de apresentar as equações para as tensões no estator da máquina quando está sendo controlada por orientação do campo é definido a seguir o fator de dispersão (adimensional):

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{B.5})$$

As expressões do eixo direto nas equações (B.2) e (B.3) podem ser combinadas para obter:

$$\lambda_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} \quad (\text{B.6})$$

E associando as equações (B.2) e (B.4) pode-se conseguir:

$$\lambda_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{B.7})$$

Desta forma, utilizando (B.1), (B.6) e (B.7), podem ser obtidas as expressões dinâmicas das tensões do estator nos eixos d - q quando controladas pela técnica de controle orientado (também denominada controle vetorial):

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Para obter a relação entre a corrente no eixo direto do estator e o fluxo enlaçado do rotor pode ser utilizado o circuito equivalente simplificado da Figura B.1 (MOHAN, 2001). Este corresponde ao eixo d da máquina quando acionado por controle orientado e a corrente do estator é representada por uma fonte de corrente. Do circuito pode ser obtido:

$$i_{rd}(s) = -\frac{sL_m}{R_r + sL_r} i_{sd}(s) \quad (\text{B.9})$$

Substituindo i_{rd}^e na expressão (B.3) pode-se obter:

$$\lambda_{rd}(s) = \frac{L_m}{1 + s\tau_r} i_{sd}(s) \quad (\text{B.10})$$

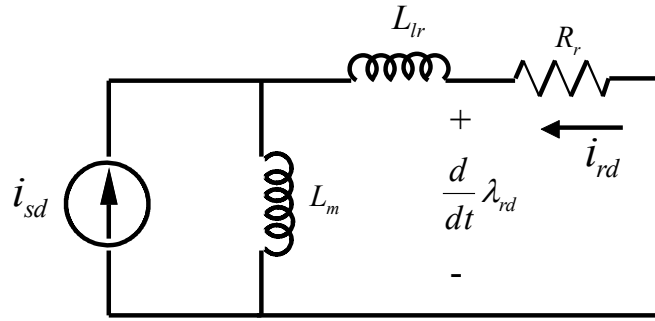


Figura B.1. Circuito simplificado no eixo d com excitação de corrente no estator.

Outra expressão importante corresponde ao torque na máquina, para qualquer instante este está definido por (KUNDUR, 1994):

$$T_m = \frac{3P}{2} (\lambda_{rq} i_{rd} - \lambda_{rd} i_{rq}) \quad (\text{B.11})$$

Considerando $\lambda_{rq} = 0$ no controle vetorial orientado pelo campo, a equação (B.11) pode ser combinada com a igualdade de (B.4) para obter:

$$T_m = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{rd} i_{sq}) \quad (\text{B.12})$$

Como esperado, a expressão (B.12) mostra como é possível controlar o torque diretamente, a través do controle da corrente do estator em quadratura uma vez o fluxo enlaçado no rotor permanece em um valor constante.

C. Fotografias dos elementos da bancada experimental

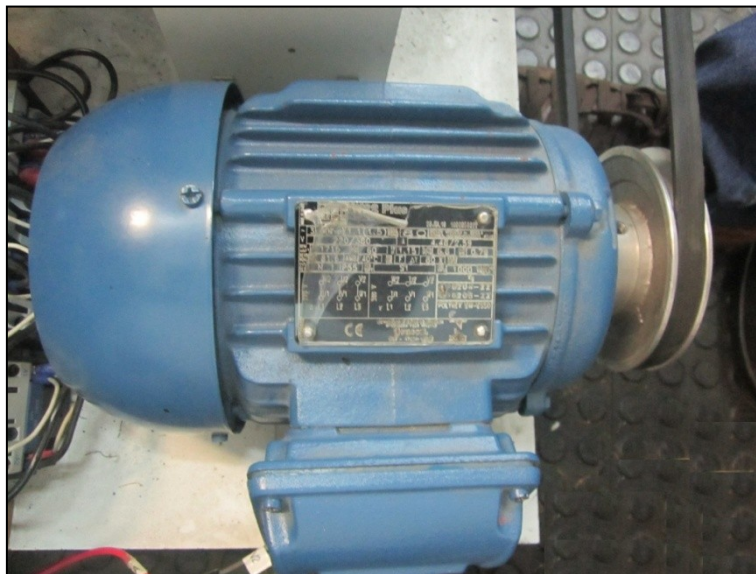


Figura C.1. Motor de indução utilizado.



Figura C.2. Conversor Frontal. Conversor comercial CFW-11 da WEG.

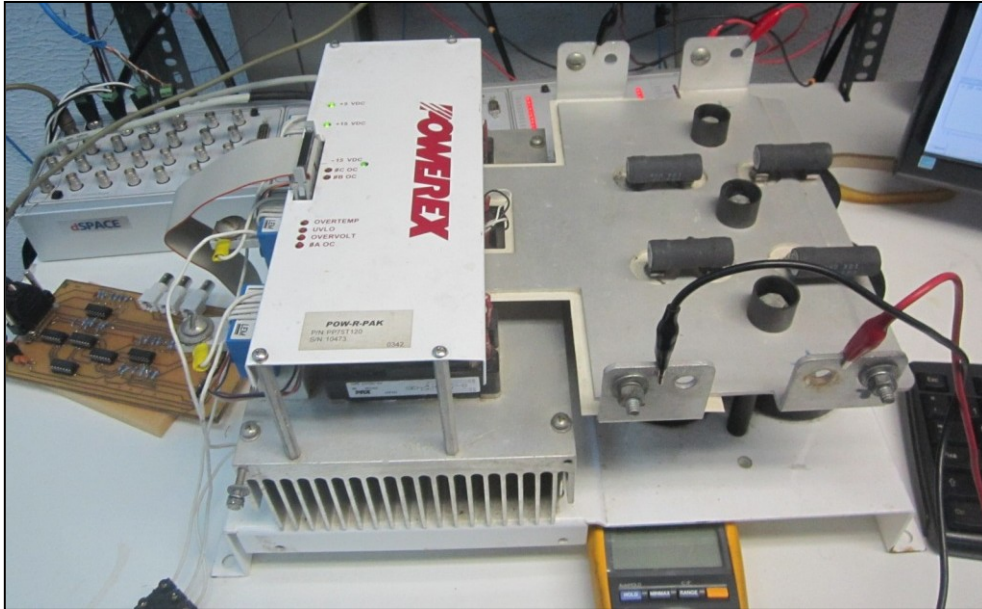


Figura C.3. Conversor Traseiro. Conversor POWEREX.

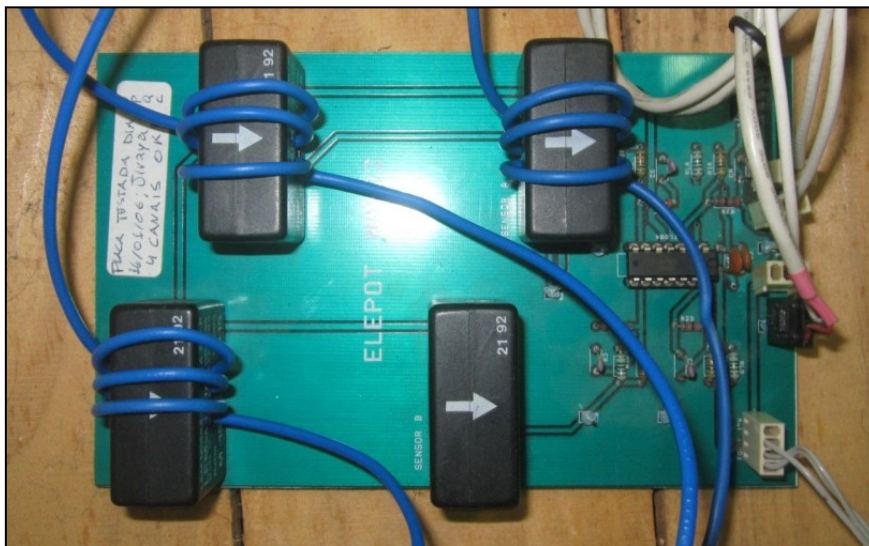


Figura C.4. Placa de medição de correntes.

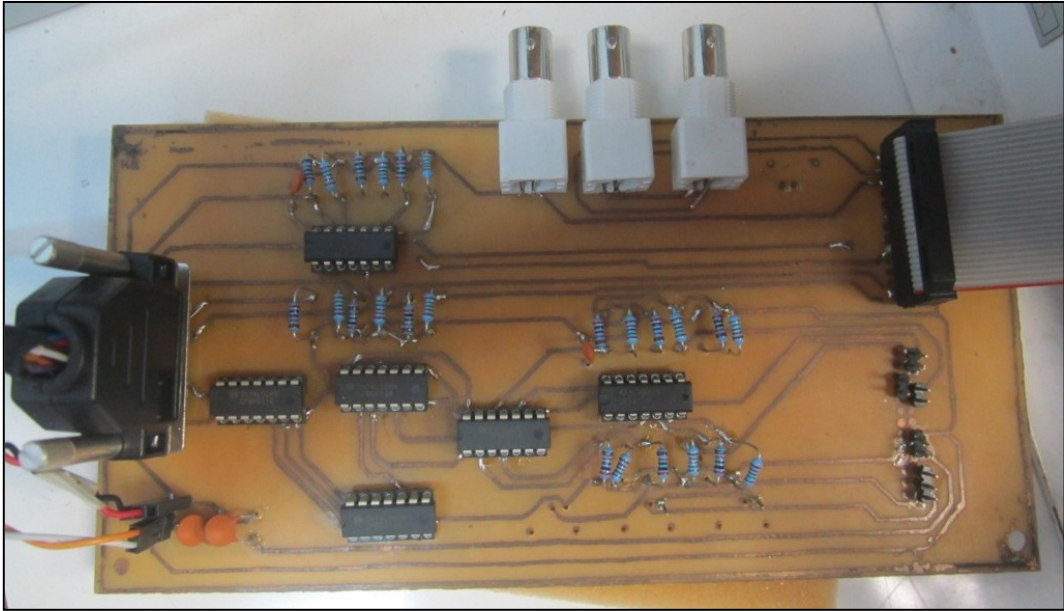


Figura C.5. Placa de adequação dos sinais de disparo.

D. Diagrama de blocos do controle vetorial do conversor CFW-11

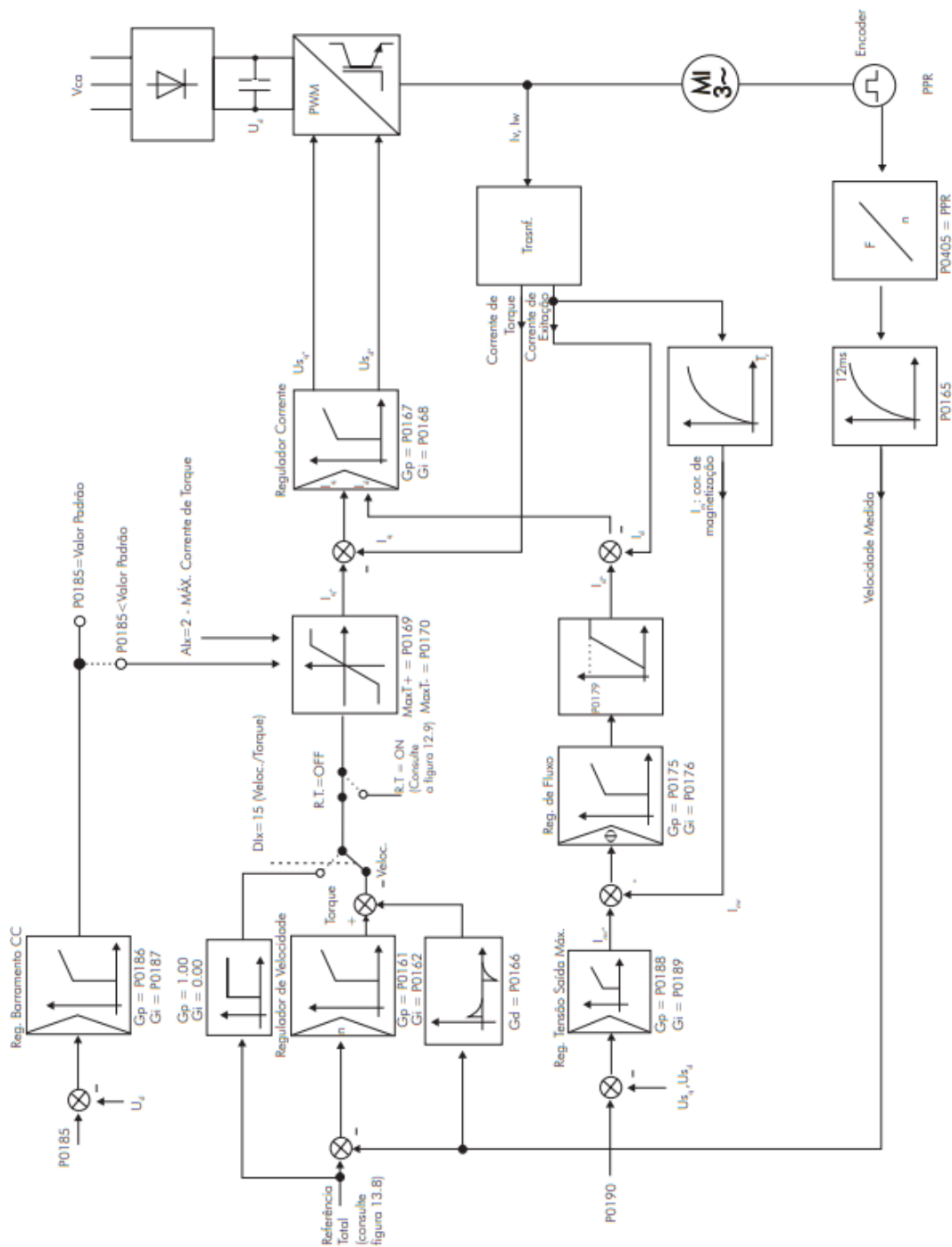


Figura D.1. Esquema do controle vetorial do CFW-11, tomada de (WEG, 2011).