

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversor Estático de Nove Chaves Acionando Máquina Hexafásica

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Adi Neves Rocha

Campina Grande, Paraíba, Brasil
Agosto de 2014

Conversor Estático de Nove Chaves Acionando Máquina Hexafásica

Adi Neves Rocha

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing., UFCG

Orientador

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Dr. Sc., IUPUI USA

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Adi Neves Rocha, Agosto de 2014

Conversor Estático de Nove Chaves Acionando Máquina Hexafásica

Adi Neves Rocha

Dissertação de Mestrado apresentada em 08 de agosto de 2014

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing., UFCG

Orientador

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Dr. Sc., IUPUI USA

Orientador

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr. Ing., UFCG

Componente de Banca

Talvanes Meneses Oliveira, Dr. Sc., UFCG

Componente de Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Agosto de 2014

*Dedico este trabalho aos meus Pais,
Carlos e Sirlene.*

AGRADECIMENTOS

A Deus pelo dom da Vida e do Perdão.

A minha família pelo apoio amoroso, por suportar a ausência, por acreditar em um sonho e por me incentivarem.

Aos meus orientadores, Professor Cursino Brandão Jacobina e Professor Euzeli Cipriano dos Santos, pela confiança e paciência para realizarem esta tarefa. Um agradecimento aos ensinamentos que recebi e aos esclarecimentos nos momentos difíceis.

Aos professores da Pós-Graduação e de Graduação do departamento de Engenharia Elétrica da UFCG em especial aos que compõem o Laboratório LEIAM. Alexandre Cunha de Oliveira, Edison Roberto Cabral da Silva, Maurício Beltrão Corrêa e também a Talvanes Meneses Oliveira.

A todos os colegas do LEIAM, em especial a Juliano, Diego, Abinadabe, Álvaro, Ayslam, Ítalo Roger, Abinadabe, Gregory Artur e Nady Rocha, pela inestimável ajuda nas horas mais inusitadas.

Aos funcionários da COPELE em especial Ângela pela paciência.

Ao CNPQ pelo suporte financeiro que viabilizou a realização deste trabalho.

Resumo

O objetivo do estudo apresentado nesta dissertação é analisar e comparar dois inversores fonte de tensão acionando uma máquina de indução hexafásica. As estruturas analisadas são: o conversor composto de seis braços possuindo dois dispositivos semicondutores por braço (12 chaves) e um conversor composto de três braços e nove dispositivos semicondutores (9 chaves).

A estrutura composta por 12 chaves é a configuração padrão para acionamento de cargas hexafásicas. Analisado quanto ao aspecto da quantidade de chaves o conversor de 9 chaves apresenta uma evidente redução do número de componentes. Neste trabalho busca-se uma comparação mais fundamentada a partir da análise destas topologias com relação a outras características, tais como: (i) estrutura ou modo de conexão dos dispositivos com a descrição das limitações de cada estrutura; (ii) diferenças nas técnicas de modulação empregadas; (iii) níveis de corrente e tensão em cada um dos dispositivos que compõem a estrutura; (iv) análise do desempenho segundo a quantidade de perdas por condução e por chaveamento; (v) análise do desempenho quanto aos níveis de distorção harmônica.

Apesar da análise estar voltada para a comparação dos conversores, há uma descrição da máquina hexafásica modelada por decomposição vetorial e a aplicação de uma estratégia de controle no acionamento da máquina, utilizando a técnica de controle por fluxo rotórico.

Palavras-chave: Máquina de Indução Hexafásica, Redução de Componentes, Modulação PWM senoidal, Perdas.

Abstract

The goal of the study presented in this thesis is to analyze and compare two voltage source inverters driving a six-phase induction machine. The types of structures analyzed are: the converter of six legs having two semiconductor devices per leg (12 switches) and an inverter composed of three legs -(nine semiconductor devices 9 switches).

The converter of 12 switches is the default configuration for driving six-phase loads. Analyzing the number of switches aspect, the 9 switches converter shows a clear reduction in the number of components. This paper seeks a more reasoned comparison from the analysis of these topologies with respect to other characteristics, such as: (i) structure or way of connecting devices to the description of the limitations of each structure; (ii) differences in the modulation techniques employed; (iii) levels of current and voltage in each of the devices of the structure; (iv) analysis of performance depending on the amount of conduction and switching losses; (v) performance analysis of the levels of harmonic distortion.

Although the analysis is focused on the comparison of the converters, there is a description of the six-phase machine modeled by vector decomposition and implementation of a control strategy to drive the machine using the rotor flux control technique.

Keywords: Six-phase machine, reduced number of components, sinusoidal PWM modulation, Losses .

Índice

Resumo	iii
Abstract	iv
Índice	v
Índice de Tabelas	viii
Índice de Figuras	x
Lista de Símbolos	xiii
Glossário	xv
1 INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 Apresentação do tema	1
1.2 Organização do Trabalho	4
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	7
2.1 Objetivos	11
3 ACIONAMENTO DE MÁQUINAS HEXAFÁSICAS A PARTIR DE CONVERSORES COM 12 E 9 CHAVES	12
3.1 Introdução	12
3.2 Modelo do Conversor 12S	14
3.3 Modelo do Conversor de 9 chaves	16
3.4 Modulação PWM	18
3.4.1 Modulação para o Conversor de 12 chaves	19
3.4.2 Modulação para o Conversor de 9 chaves	22

3.4.3	Fator de Distribuição para o Conversor de 9 Chaves	25
3.5	Conclusão	27
4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	28
4.1	Introdução	28
4.2	Estratégia de Controle	30
4.3	Conclusão	33
5	ANÁLISE DE THD E WTHD	34
5.1	Introdução	34
5.1.1	Comparação entre as Topologias 9S e 12S - <i>WTHD</i>	36
5.1.2	Comparação entre as Topologias 9S e 12S - <i>THD</i>	38
5.1.3	Conclusão	40
6	ANÁLISE DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES	42
6.1	Introdução	42
6.1.1	Comparação entre as Topologias 9S e 12S	43
6.1.2	Conclusão	46
7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	48
7.1	Análise das tensões e correntes sobre as chaves	49
7.2	Conversor 9S e 12S Acionando a Máquina Hexafásica	51
7.3	Resultados de Simulação	52
7.3.1	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 12S	52
7.3.2	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S	54
7.3.3	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa	54
7.3.4	Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 12S	57
7.3.5	Máquina hexafásica Simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S	57
7.3.6	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa	57
7.4	Resultados de Simulação em Malha Fechada	62
7.4.1	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - Conversor 12S	62
7.4.2	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S	63

7.4.3	Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa	65
7.4.4	Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 12S	66
7.4.5	Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S	67
7.4.6	Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa	68
7.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO-PULSOS	70
7.6	Resultados Experimentais	71
7.7	Conclusão	73
8	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	74
8.1	Conclusões	74
8.2	Trabalhos Futuros	76
A	APÊNDICE A	78
A.1	Modelo da Máquina	78
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	87

Índice de Tabelas

3.1	Estados das chaves e tensões de polo do conversor 9S.	17
3.2	Estados das chaves e tensões de polo do conversor 12S.	17
5.1	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina assimétrica. . .	36
5.2	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina assimétrica. .	36
5.3	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina assimétrica. . .	37
5.4	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina simétrica. . . .	37
5.5	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina simétrica. . .	37
5.6	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina simétrica. . . .	38
5.7	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$ e $\alpha = 0^\circ$	38
5.8	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$ e $\alpha = 0^\circ$	38
5.9	Valores da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$ e $\alpha = 0^\circ$	39
5.10	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina assimétrica. . . .	39
5.11	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina assimétrica. . .	39
5.12	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina assimétrica. . . .	40
5.13	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina simétrica.	40
5.14	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina simétrica. . . .	40
5.15	Valores da <i>THD</i> das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina simétrica.	40
6.1	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0$	44
6.2	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0,5$	44
6.3	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$	44
6.4	Perdas Totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$	45

6.5	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0$	45
6.6	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0,5$	45
6.7	Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$	46
6.8	Perdas Totais (a) Topologia convencional12S (b) 9S.	46
7.1	Níveis de correntes nas chaves do conversor 12S para diferentes fatores de potência e $\alpha = 30$	49
7.2	Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 9S para diferentes fatores de potência e $\alpha = 30$	49
7.3	Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 12S para diferentes fatores de potência $\alpha = 60$	50
7.4	Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 9S para diferentes fatores de potência $\alpha = 60$	50
7.5	Estados possíveis de chaveamento do conversor 9S.	50
7.6	Tensões reversas aplicadas nas chaves do conversor 12S.	51
7.7	Tensões reversas aplicadas nas chaves do conversor 9S.	51
7.8	Dados gerais de simulação.	52

Índice de Figuras

1.1	Estrutura convencional para acionamento hexafásico.	4
1.2	Topologia 9S.	5
3.1	Sistema de acionamento - Inversor 9S e máquina de indução hexafásica.	13
3.2	Mescla de dois inversores trifasicos para obtenção o inversor 9S.	13
3.3	Sistema de acionamento - Inversor 12S e máquina de indução hexafásica.	14
3.4	Tensões genéricas de referência para modulação PWM do conversor 9S.	23
3.5	Referências para modulação PWM - Um braço da topologia 9S.	23
4.1	Diagrama de controle.	32
5.1	Curvas da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\alpha = 30^\circ$	35
5.2	Curvas da <i>WTHD</i> das topologias 9S e 12S. $\alpha = 60^\circ$	35
7.1	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões médias aplicadas na carga. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2 e i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.	53
7.2	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões médias para as seis fases (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2 e i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.	55
7.3	Resultados de simulação para a topologia 9S $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média (v_1). (b) Tensões de fase (v_1, v_2, v_3, v_4, v_5 e v_6). (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina(i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instântanea de fase. (f) Velocidade da máquina.	56

7.4	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Tensões de fase nos terminais da máquina. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.	59
7.5	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Tensões de fase nos terminais da máquina. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.	60
7.6	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões de fase médias. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.	61
7.7	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina referência e real.	63
7.8	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina (referencia e real).	64
7.9	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S Modulação alternativa $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Corrente de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6) (d) Velocidade da máquina.	66
7.10	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina real e de referência.	67
7.11	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina.	68

7.12	Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Corrente de fase i_1, i_3 e i_5 . (c) Correntes na máquina i_1, i_3, i_5, i_2, i_4 e i_6 . (d) Velocidade da máquina. . . .	69
7.13	Resultados de simulação. (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2)	70
7.14	Resultados de simulação (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2)	71
7.15	Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2).. . . .	71
7.16	Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2) <i>zoom</i> . (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2) <i>zoom</i>	72
7.17	Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2) <i>zoom</i> . (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1, q_a e q_2) <i>zoom</i>	72
A.1	Diagrama vetorial e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.	81
A.2	Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.	82
A.3	Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.	86

Lista de Símbolos

$12S$ -Conversor estático de potência com 12 dispositivos na topologia

$9S$ -Conversor estático de potência com 9 dispositivos na topologia

$d_1q_1o_1$ -Uma das transformadas do duplo trifásico

$d_2q_2o_2$ -Uma das transformadas do duplo trifásico

$dqxyoo'$ -Transformada para decomposição vetorial

E -Tensão do barramento CC

f_s -Frequência de chaveamento

\mathbf{i}_{rdq} -Vetor corrente do rotor em um referencial do estator, $i_{rdq} = i_{rd} + j i_{rq}$

\mathbf{i}_{sdq} -Vetor corrente do estator em um referencial do estator, $v_{sdq} = v_{sd} + j v_{sq}$

$\mathbf{i}_{roo'}$ -Vetor corrente do estator em um referencial do estator, $i_{roo'} = i_{ro} + j i_{ro'}$

$\mathbf{i}_{soo'}$ -Vetor corrente do estator em um referencial do estator, $i_{soo'} = i_{so} + j i_{so'}$

\mathbf{i}_{rxy} -Vetor corrente do estator em um referencial do estator, $i_{rxy} = i_{rx} + j i_{ry}$

\mathbf{i}_{sxy} -Vetor corrente do estator em um referencial do estator, $i_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy}$

l_r -Indutância própria do rotor

l_s -Indutância própria do estator

l_{sr} -Indutância mútua entre estator e rotor

μ -Fator de roda livre

odq -Transformação de coordenadas trifásica para bifásica

P -Número de pares de pólos da máquina

- q_i -Variável binária associada ao estado de uma chave
- r_r -Resistência rotórica
- r_s -Resistência estatórica
- T -Período da triangular
- τ_i -Tempo que as chaves $i = 1, 3, 5$ permanecem fechadas
- τ_j -Tempo que as chaves $j = 2, 4, 6$ permanecem fechadas
- Te -Conjugado eletromagnético
- v_{h0} -Componente homopolar de tensão
- v_{i0} -Tensão de polo do conversor, $i = 1a6$
- v_{m0} -Tensão de neutro da máquina de indução
- v_{n0} -Tensão de neutro da máquina de indução
- \mathbf{v}_{rdq} -Vetor tensão do rotor em um referencial do estator, $v_{rdq} = v_{rd} + jv_{rq}$
- \mathbf{v}_{sdq} -Vetor tensão do estator em um referencial do estator, $v_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$
- $\mathbf{v}_{roo'}$ -Vetor tensão do rotor em um referencial do estator, $v_{roo'} = v_{ro} + jv_{ro'}$
- $\mathbf{v}_{soo'}$ -Vetor tensão do estator em um referencial do estator, $v_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$
- v_{si} -Tensão de fase da máquina, $i = 1a6$
- \mathbf{v}_{rxy} -Vetor tensão do rotor em um referencial do estator, $v_{rxy} = v_{rx} + jv_{ry}$
- \mathbf{v}_{sxy} -Vetor tensão do estator em um referencial do estator, $v_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$
- ω -Frequência angular
- θ -Defasamento entre duas grandezas
- λ_{sdq} -Vetor fluxo do estator em um referencial do estator, $\lambda_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$
- λ_{rdq} -Vetor fluxo do estator em um referencial do estator, $\lambda_{rdq} = \lambda_{rd} + j\lambda_{rq}$
- ω_r -Frequência de rotação do rotor rad/s

Glossário

B4	–	Inversor trifásico com quatro chaves e quatro diodos
CA	–	Corrente alternada
CC	–	Corrente contínua
DFIG	–	<i>Double Fed Induction generators</i> - Máquina de Indução Utilizada como Gerador Duplamente Alimentada
DTC	–	<i>Direct Torque Control</i> - Controle Direto de Torque
GPI1,GPI2	–	Controladores PI
GPI3	–	Controlador PI modificado
GTO	–	Gate Turn Off Thyristor
IFOC	–	<i>Indirect Field Oriented Control</i> - Controle por Orientação Indireta pelo Campo
IGBT	–	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Porta Isolada
MIH	–	Máquina de Indução Hexafásica
NOR	–	Ou Lógico Exclusivo
PWM	–	<i>Pulse-Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulsos
SVPWM	–	Modulação vetorial
THD	–	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total
UPS	–	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Tensão Ininterrupta
WTHD	–	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total Ponderada

1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Apresentação do tema

O desenvolvimento tecnológico nas últimas décadas muito contribuiu para o aperfeiçoamento dos dispositivos semicondutores: IGBT's, GTO's, diodos, tiristores, etc. Os níveis de tensão suportados na operação de bloqueio aumentaram, assim como a capacidade de conduzir e bloquear maiores níveis de corrente. Ao mesmo tempo a microeletrônica, o processamento de sinais e as técnicas de controle também evoluíram com o aumento da capacidade tecnológica. O aumento no desempenho destes dispositivos aliado ao desenvolvimento das áreas afins permitiu uma maior capacidade de processamento de energia, além de uma utilização cada vez maior das possibilidades inerentes à inovação tecnológica.

A eletrônica de potência, em suma, trata da conversão, controle e direcionamento de potência elétrica em muitas aplicações, tais como: fontes reguladas, aquecimento, controle do fator de potência, filtragem ativa de harmônicos, acionamento de máquinas elétricas, etc. A maior parte destas tarefas necessita de uma forma de condicionamento de energia e para tanto utilizam inversores, retificadores, conversores matriz, conversores multiníveis etc, aplicados em média, baixa e alta potência. Como o uso de tais condicionadores de potência provocam efeitos não desejados é comum que a proposta de novas estruturas, ou a melhoria das topologias existentes busquem de algum modo reduzir esses efeitos.

Os dispositivos semicondutores são arrançados em topologias (conversores) que permitem

a conversão estática de potência, alguns desses conversores são obtidos utilizando dispositivos de disparo e bloqueio controlado, desse modo, o controle estático do fluxo de potência elétrica entre a fonte e a carga é realizado a partir de um adequado chaveamento do conversor, por meio de uma estratégia de modulação que consiste na tentativa de reproduzir com o máximo de fidelidade uma grandeza de referência. Em geral, a referência é um sinal sem nenhum conteúdo harmônico, com amplitude e fase definidas. Em última análise, o funcionamento dos conversores é uma ação de liga/desliga, com taxas de variação de tensão e corrente às vezes elevadas. As grandezas de saída (moduladas) poderão estar defasadas, distorcidas ou possuírem um conteúdo harmônico etc. A tarefa da eletrônica de potência consiste então na busca da melhor topologia, do melhor modo de acioná-la e em alguns casos, na técnica de controle necessária para reduzir ao máximo as diferenças entre a grandeza de referência e a de saída.

O projeto de uma estrutura ou a otimização das estruturas existentes inevitavelmente ressalta algumas características em detrimento de outras. Uma redução de chaves pode aumentar a quantidade de harmônicos ou ainda aumentar o esforço sobre as chaves restantes. Uma redução das perdas pode requerer mais processamento computacional ou requisitar mais componentes. É necessário, portanto, a definição de fatores que permitam comparar as diferentes configurações aplicadas em uma mesma tarefa, para tanto pode se comparar as seguintes características: análise da distorção harmônica total, quantidade de dispositivos na estrutura, custo, perdas nos semicondutores (bloqueio e chaveamento), complexidade de implementação, etc.

O acionamento de máquinas elétricas abrange uma diversidade de aplicações: veículos elétricos, bombas, transportadores, aplicações rurais e robôs. Em geral as máquinas elétricas acionadas nestas aplicações são trifásicas e alimentadas diretamente da rede trifásica, ou ainda, como frizado, podem ser alimentadas a partir de conversores estáticos. Ressaltando o desenvolvimento de técnicas de controle e o aumento da capacidade de processamento de dados como fatores que também contribuíram para o uso de conversores, acrescentado às possibilidades de conexão dos dispositivos foi possível alcançar níveis mais elevados de potência com os conversores multiníveis, assim como alcançou-se uma maior liberdade quanto ao número de fases das cargas e a limitação quanto ao número de fases foi praticamente removida, abrindo assim aplicações para máquinas com número de fases maior que três.

Quando o número de fases é ampliado há uma melhor distribuição da potência e uma redução das correntes em cada fase da máquina. As máquinas multifases podem ainda ser utilizadas para reduzir as oscilações de conjugado e em acionamento tolerante a falhas. Como possuem um maior número de fases podem ser acionadas de modo satisfatório, mesmo com a perda de uma ou mais fases, bastando alterar a técnica de acionamento ou alterar a configuração do conversor. São utilizadas ainda com vistas a uma redução da tensão de modo comum, responsáveis por falhas prematuras nos mancais das máquinas.

Há diferentes configurações de máquinas multifases, por exemplo: pentafásica, hexafásica e nonafásica. Evidente que são diferentes quanto ao número de fases, mas também diferem quanto ao modo de funcionamento podendo ser máquina de indução, síncrona, de relutância chaveada, etc. Uma destas configurações é a máquina de indução hexafásica com o estator constituído por dois conjuntos trifásicos dividindo o mesmo material magnético. Os conjuntos de bobinas podem estar separados entre si por um ângulo alfa. As possibilidades de variação de alfa são de 0, 30 e 60 graus.

O acionamento convencional de uma máquina hexafásica utilizando conversão estática é feito a partir de um inversor de 6 braços, como ilustrado na figura 1.1. Um sistema como este tem um total de 12 dispositivos semicondutores. Uma das principais desvantagens de se utilizar máquinas com um maior número de fases é o conseqüente aumento do número de dispositivos necessários nas topologias. O acionamento trifásico convencional utiliza um total de 6 chaves enquanto o convencional hexafásico utiliza o dobro.

Com a finalidade de diminuir custos, pode se reduzir a quantidade de dispositivos semicondutores nas plataformas de acionamento. As topologias clássicas são modificadas com a retirada de chaves e alteração do conversor e de sua técnica de modulação. Para o conversor trifásico as abordagens mais comuns compartilham braços ou então liga-se terminais da carga ao ponto central do barramento capacitivo. Para o caso hexafásico, além destas possibilidades, há aplicações que utilizam um conversor tetrafásico, em outros casos é possível conectar terminais da máquina e utilizar um conversor pentafásico.

Em alguns casos, a redução de dispositivos é obtida com a proposta de novas topologias. Na figura 1.2 está indicada uma topologia com 9 dispositivos (9S), inicialmente utilizada no acionamento de duas cargas trifásicas independentes, que possui 6 terminais e que pode

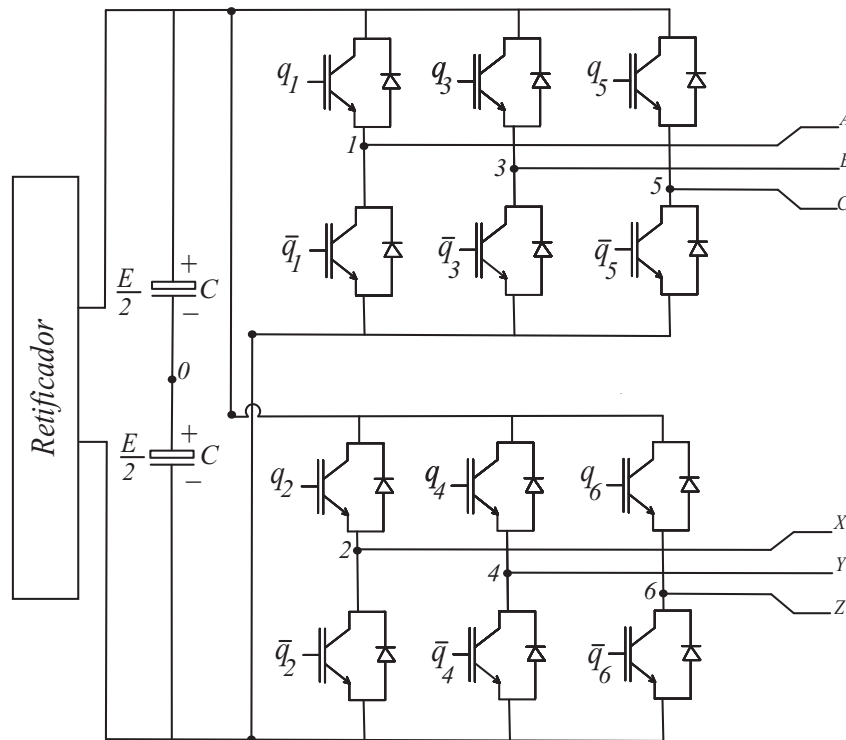


Figure 1.1: Estrutura convencional para acionamento hexafásico.

ser aplicada no acionamento de cargas hexafásicas. Como visto anteriormente, as topologias clássicas para alimentação de cargas hexafásicas utilizam um total de 12 chaves (12S), enquanto esta topologia permite uma redução de 3 chaves. Desse modo, é necessário a aplicação de outros parâmetros de comparação que permitam fundamentar melhor a escolha entre uma dessas topologias para acionamento de uma máquina hexafásica.

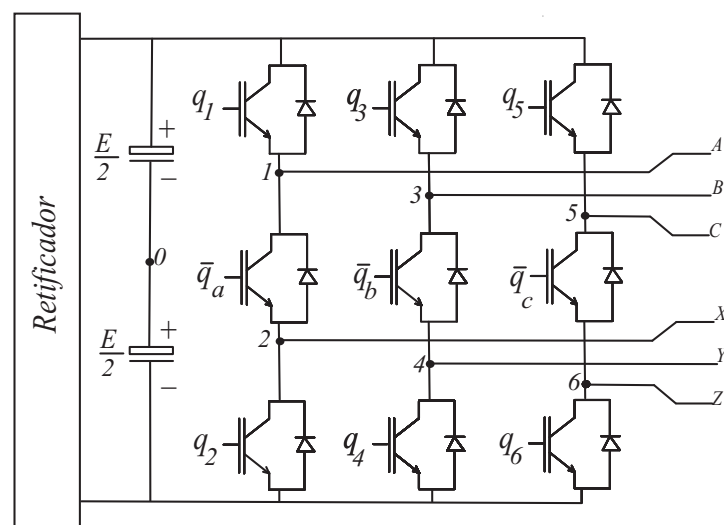


Figure 1.2: Topologia 9S.

1.2 Organização do Trabalho

O texto relativo a este trabalho de pesquisa está dividido em oito capítulos e os tópicos a seguir trazem uma breve descrição de cada um deles.

O capítulo 1 apresenta uma rápida introdução ao tema da conversão estática de potência, buscando descrever as possibilidades de aplicação dos conversores no condicionamento de potência para diversas aplicações inclusive no acionamento de máquinas elétricas. Cita também alguns parâmetros utilizados na comparação de diferentes topologias de conversores e introduz duas estruturas utilizadas no acionamento de uma carga hexafásica.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica enfatizando as aplicações para a topologia de nove chaves. A relevância deste trabalho, os principais objetivos e metas a serem atingidas e as contribuições dele esperada.

O capítulo 3 apresenta uma breve descrição do conversor 9S - Modelo, estados de chaveamento e as restrições impostas à possibilidade de modulação PWM, assim como descreve a técnica PWM empregada. Apresenta ainda uma descrição do modelo do conversor 12S.

O capítulo 4 é constituído por uma breve descrição de algumas técnicas de controle aplicadas em conversores para acionamento de máquinas elétricas. Também descreve brevemente a estratégia de controle aplicada nas duas estruturas analisadas.

No capítulo 5 as topologias são analisadas quanto ao valor de distorção harmônica da tensão e da corrente no lado da carga. Para um estudo das características dos conversores considerou-se a variação do fator de roda livre, entretanto para uma análise quantitativa considerou-se apenas alguns valores específicos do fator de roda livre.

No capítulo 6 estão tabelados os dados relativos ao estudo de perdas nos semi condutores de cada uma das topologias. Analisa-se as perdas por chaveamento e por condução, esta análise é efetuada com base na variação do fator de roda livre para cada um dos tipos de máquina hexafásica considerados: Máquina assimétrica e máquina simétrica.

O capítulo 7 apresenta os parâmetros do sistema simulado e as condições que devem ser observadas na simulação do modelo. Neste capítulo também é apresentado uma análise dos níveis de tensão e corrente a que os dispositivos de cada topologias estão submetidos. Apresenta ainda os resultados de malha aberta e de malha fechada para as duas topologias

9S e 12S acionando uma máquina hexafásica.

O capítulo 8 sumariza todas as conclusões deste trabalho de pesquisa e aponta as propostas para investigações futuras a partir das idéias nele desenvolvida.

2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A pesquisa por diminuição de custos dos sistemas de alimentação de cargas tem sido comum em alguns estudos recentes. Um dos focos desta busca se concentra na possibilidade de reduzir a quantidade de dispositivos presentes nas topologias de condicionamento de potência. A conexão de alguns terminais da carga ao ponto central do barramento de capacitores ou o compartilhamento de braços com a consequente alteração das estratégias de modulação permitem reduzir o número de chaves assim como o número de circuitos auxiliares utilizados no chaveamento. Estas modificações alteram o custo total da estrutura, mas podem alterar outros fatores que influenciam o desempenho e a eficiência da topologia.

Em alguns casos, a quantidade de componentes passivos pode ser reduzida, como nos conversores matrizes. Em ([Wheeler et al., 2002](#)) é feita uma revisão dos aspectos gerais deste tipo de conversor. A idéia básica é um arranjo de semicondutores controlados de tal modo que possibilitem a remoção dos capacitores do barramento. Uma das desvantagens de tais conversores é a grande quantidade de chaves necessária, normalmente 18. A topologia convencional dos conversores matrizes pode ser alterada e sob certas limitações reduzir a quantidade de chaves, em ([Wei et al., 2002](#)) são apresentadas algumas variações possíveis e as respectivas técnicas de controle.

Um exemplo de conversor com ligação de uma das fases ao ponto central do barramento capacitivo é o inversor trifásico com quatro chaves e quatro diodos (B4), sugerido como alternativa ao acionamento padrão trifásico feito com 6 chaves. Algumas melhorias tem sido

sugeridas para otimizar o funcionamento de tal inversor. Propostas que incluem técnicas de modulação vetoriais para reduzir problemas específicos tais como: o ruído na máquina e as oscilações de torque do motor (Blaabjerg et al., 1995). Ou a investigação de uma técnica PWM para redução do conteúdo harmônico (Van der Broeck e Van Wyk, 1984) de modo a operar o inversor B4 com o mesmo resultado de um inversor trifásico convencional.

Uma abordagem diferente é proposta em (Jones et al., 2008) com a topologia *five legs* aplicada no acionamento de duas máquinas trifásicas. Um braço é compartilhado entre duas fases das cargas permitindo a eliminação de duas chaves, a depender da técnica de modulação empregada (controle vetorial), as máquinas podem ser acionadas de modo independente. O conversor *five legs* pode ainda ser modificado pela conexão de um dos braços ao ponto central dos capacitores, como em (Ledezma et al., 2001), a topologia resultante é semelhante ao (B4) e possui apenas 8 chaves para acionamento de duas cargas trifásicas.

A estrutura proposta em (Kominami e Fujimoto, 2007) possibilita o controle independente de duas cargas trifásicas, as quais operam com frequência e amplitude independentes. A estrutura possui 9 chaves, sendo obtida a partir da sobreposição de dois inversores trifásicos e compartilhando as 3 chaves do meio de cada braço. Há uma redução de três chaves quando comparado com o modo convencional de acionar duas cargas trifásicas. Este artigo propõe ainda uma generalização desta topologia, para acionamento de N cargas.

Observando-se um braço em específico do conversor 9S, percebe-se a conexão de três dispositivos impõe restrições quanto ao modo de se acionar o conversor. A lista de todos os estados possíveis de chaveamento do conversor 9S é reduzida quando comparada com a de um conversor 12S. (Gao et al., 2010) faz um estudo mais detalhado das restrições de chaveamento do inversor 9S. São estudadas as possibilidades de acionamento quando as saídas dos dois conjuntos trifásicos alimentam cargas com a mesma frequência e quando alimentam cargas com frequências diferentes e ambos os casos são analisados com modulação contínua e descontínua. A quantidade de comutações é a mesma do 12S quando operando em uma mesma frequência, apesar da redução de chaves do 9S. As estratégias propostas de modulação descontínua aumentam a eficiência do inversor, já que permitem acioná-lo com um número reduzido de comutações.

A topologia de nove dispositivos é comparada com o inversor de 5 braços em (Oka et al.,

2007), ambos acionando dois motores CA-trifásicos de modo independente. Os conversores são comparados quanto a relação entre máxima tensão apresentada na saída e a tensão CC do barramento. Uma estratégia de modulação é utilizada para permitir o acionamento de duas máquinas diferentes entre si, ou seja, máquinas com níveis diferentes de potência. O artigo ainda abrange um estudo quanto ao nível de perdas. Os índices de modulação são fatores limitantes para o conversor 9S nesta aplicação, mas (Dehnavi et al., 2010) propõe a conexão de um elemento *boost - fonte Z* ao 9S para eliminar essa restrição. Também propõe modulações vetoriais. As técnicas de modulação visam o mínimo de comutações ou o mínimo de THD. A fonte *Z* também é utilizada por (Dehghan et al., 2010) nos sistemas híbridos de acionamento de veículos elétricos e assim contornar a limitação do 9S de fornecer uma tensão de saída sempre menor que a tensão de saída dos conversores trifásicos padrão.

Os índices de modulação menores também são apontados como limitação para o 9S em (Aganah et al., 2012). Uma das possibilidades de contornar tal limitação está na alteração das técnicas de modulação, neste sentido tal artigo propõe dois esquemas de modulação: Uma modulação vetorial SVPWM e uma modulação baseada em portadora, ambas buscam assegurar o melhor ponto de operação, de tal modo que se utilize a máxima capacidade do conversor.

(Soe et al., 2011) aplica o conversor 9S em um sistema de dupla alimentação de um gerador de indução (DFIG). O conversor que está ligado ao rotor do sistema de geração exige uma menor potência e por isso o 9S pode ser usado sem maiores exigências quanto ao nível de tensão do barramento. Os dois conjuntos trifásicos são controlados de modo independente. Um dos conjuntos trifásicos é conectado ao estator do gerador. O controle para este conjunto atua sobre o fator de potência e mantém constante a tensão CC do barramento. O outro conjunto, ligado ao rotor é operado à frequência variável, pode ser usado para controlar a potência ativa e reativa.

Com 6 terminais agrupados em dois conjuntos trifásicos, o conversor 9S é ideal para aplicações que usam retificador e inversor em conjunto. Tal característica é conveniente para alimentar cargas críticas. Desse modo (Liu et al., 2007) considera o 9S como um único estágio conversor, ao contrário das topologias convencionais que possuem dois estágios de conversão de potência e propõe o uso desta estrutura em um serviço ininterrupto UPS. Em condições normais a potência requerida pela carga é fornecida em parte por uma conversão direta

CA/CA e em parte pelo barramento CC, quando ocorre uma falta, apenas o barramento supre a carga. A modulação do conversor é feita de tal modo a garantir um fator de potência unitário e uma transição suave entre o modo normal e o modo de falha.

Em (Liu et al., 2009) o conversor 9S é apresentado para os propósitos de conversão CA/CA. A técnica de modulação proposta permite ao conversor funcionar como retificador e inversor ao mesmo tempo. O conversor proposto também permite o controle do fator de potência. Analisa a possibilidade de modulação em frequência constante e variável. Na topologia proposta, o inversor pode operar com uma frequência distinta do retificador, tipificando um controle independente para os dois módulos.

Em parques de geração eólica às vezes é necessário conectar diversos geradores a uma rede de distribuição, com o uso de conversores, em geral um conversor para cada gerador. Por isso (Astad e Molinas, 2010) levanta a possibilidade de uso do inversor 9S em conjunto com os geradores eólicos. A dupla entrada CA do conversor pode ser conectada a um par de geradores e nesses casos as tensões de entrada podem ter frequências distintas.

Naturalmente o conversor 9S pode ser utilizado para os propósitos de compensação típicos dos filtros série, paralelo ou universal. Em (Zhang et al., 2012) é utilizado como um condicionador de potência do tipo série-paralelo. Um dos conjuntos trifásicos é utilizado para compensar os harmônicos de corrente, o fluxo de potência reativa e os desbalanceamentos provocados por cargas não lineares. O outro conjunto busca controlar os desbalanceamentos de tensão e durante as perturbações mantém a tensão dentro de limites toleráveis.

Na técnica de modulação proposta em (Liu et al., 2009) a diferença entre as tensões de referência para modular um braço é sempre constante, com o intuito de melhor utilizar a tensão de barramento (Fabricio, 2010), propõe um algoritmo que permite calcular um valor limite para a diferença das tensões de referência de um braço do conversor, apesar da técnica sugerida aumentar o esforço computacional permite a melhor utilização do barramento.

O conversor 9S pode ser utilizado para acionar motores hexafásicos. Essa abordagem permite uma redução de três chaves frente ao acionamento convencional. Não se pode deixar de expor que as máquinas multifases tem ganhado algum destaque nos anos recentes por possuírem determinadas características: redução das correntes de fase quando comparadas às máquinas trifásicas, maiores possibilidades de tolerar falhas, redução da tensão em modo

comum e operar com um menor conteúdo harmônico. Com base nessas características (dos Santos et al., 2011) tece considerações quanto ao acionamento de máquinas de indução hexafásicas. Foram considerados motores assimétricos e simétricos, ou seja, deslocamento entre as bobinas de 30° ou 60° entre os dois conjuntos trifásicos da máquina.

2.1 Objetivos

O foco deste trabalho está na análise e comparação de conversores estáticos de potência do tipo CC-CA utilizados em acionamento hexafásico, especificamente uma máquina de indução. São estudados duas topologias de conversores: uma topologia considerada convencional, com um total de 12 dispositivos semicondutores e outra topologia com um total de 9 dispositivos.

Para cada uma das topologias será apresentado o modelo do sistema, a estratégia PWM e uma estratégia de controle para um funcionamento em malha fechada. Serão analisadas as características de THD para a corrente e WTHD e tensão, além de uma estimativa de perdas por condução e chaveamento. O levantamento destes aspectos tem por finalidade, a obtenção parâmetros de comparações entre as topologias que permitam uma análise do desempenho de cada uma das topologias.

3

ACIONAMENTO DE MÁQUINAS HEXAFÁSICAS A PARTIR DE CONVERSORES COM 12 E 9 CHAVES

3.1 Introdução

As máquinas multifases (mais de três fases) tem sido utilizadas em sistemas de acionamento em substituição às tradicionais máquinas trifásicas por apresentarem algumas vantagens, dentre elas: redução da corrente por fase, redução das oscilações do conjugado, maior potência por corrente eficaz e capacidade de operar de modo satisfatório em condições de falta. Em geral essas máquinas são alimentadas por inversores, tendo-se por consequência o maior número de fases da carga corresponde a um aumento na quantidade de componentes utilizados nas estruturas que acionam tais máquinas e portanto um aumento dos custos.

Uma das máquinas mais comuns em acionamento multifases é a máquina de indução hexafásica cuja descrição se encontra no apêndice A. O acionamento padrão de uma máquina hexafásica requer um inversor hexafásico com um total de 12 dispositivos semi condutores como exibido na figura 3.2. Mas há topologias alternativas de acionamento que utilizam um menor número de componentes, como a topologia 9S na figura 3.1. Este capítulo descreve essas duas formas de acionamento com a descrição do funcionamento e as estratégias de modulação, além de citar restrições quanto a operação do conversor 9S.

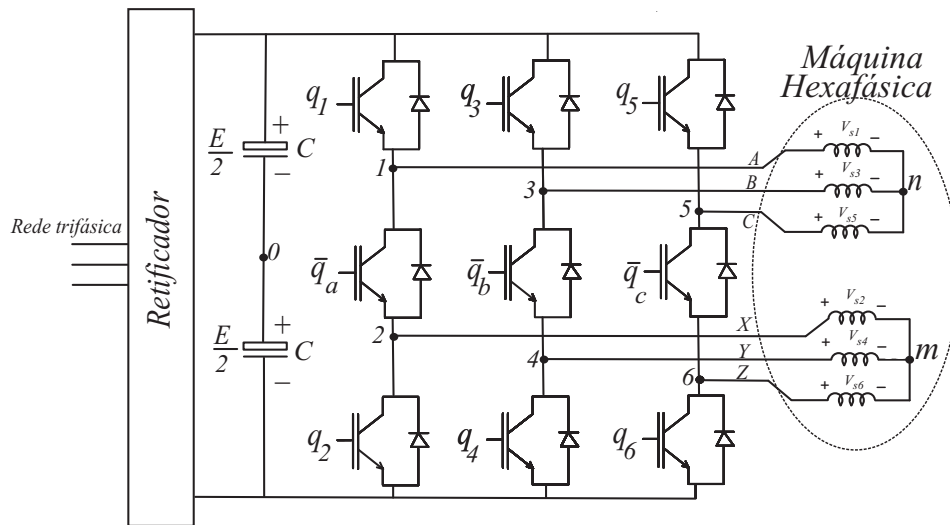


Figure 3.1: Sistema de acionamento - Inversor 9S e máquina de indução hexafásica.

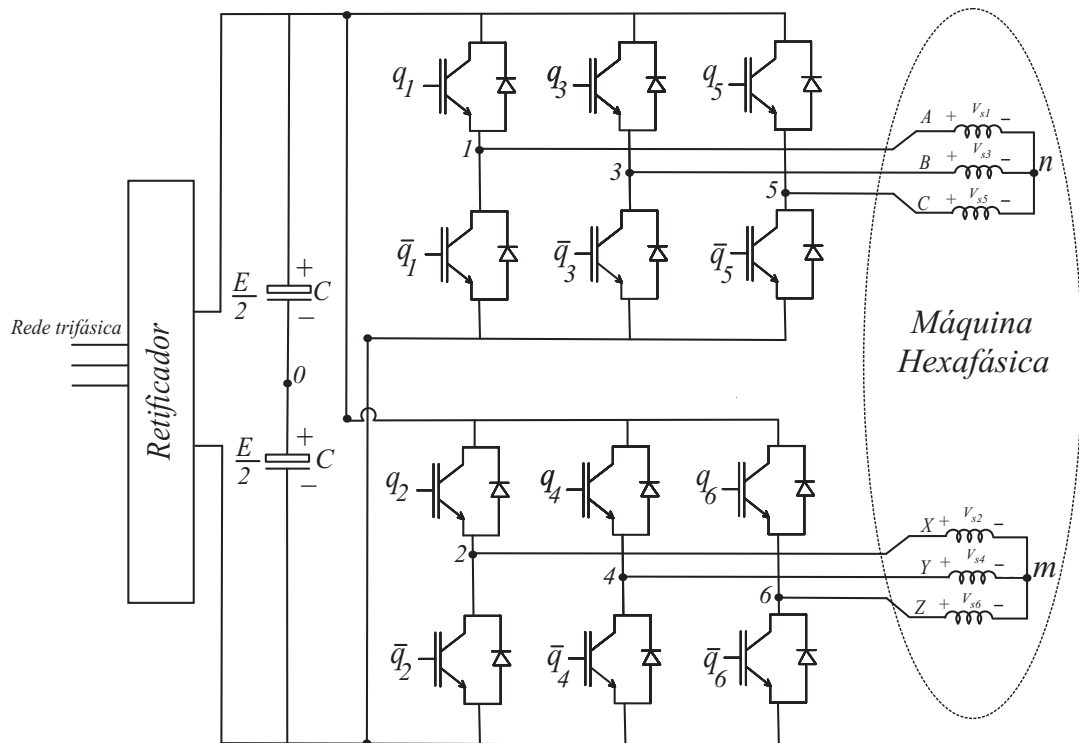


Figure 3.2: Mescla de dois inversores trifasicos para obtenção o inversor 9S.

3.2 Modelo do Conversor 12S

A estrutura convencional do inversor fonte de tensão hexafásico está exibida na figura 3.3, alimentando uma máquina hexafásica. O conversor possui 6 braços (um total de 12 chaves) as chaves são $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5, \bar{q}_5, q_6, \bar{q}_6$. O estado de condução das chaves q_i e \bar{q}_i , para ($i = 1$ a 6) é definido por variáveis binárias, quando $q_i = 1$ ou $\bar{q}_i = 1$ a chave está fechada e quando $q_i = 0$ ou $\bar{q}_i = 0$ a chave está aberta. Os pares de chaves: $q_1\bar{q}_1, q_2\bar{q}_2, q_3\bar{q}_3, q_4\bar{q}_4, q_5\bar{q}_5, q_6\bar{q}_6$, funcionam de modo complementar, ou seja, $q_i + \bar{q}_i = 1$, para ($i = 1$ a 6).

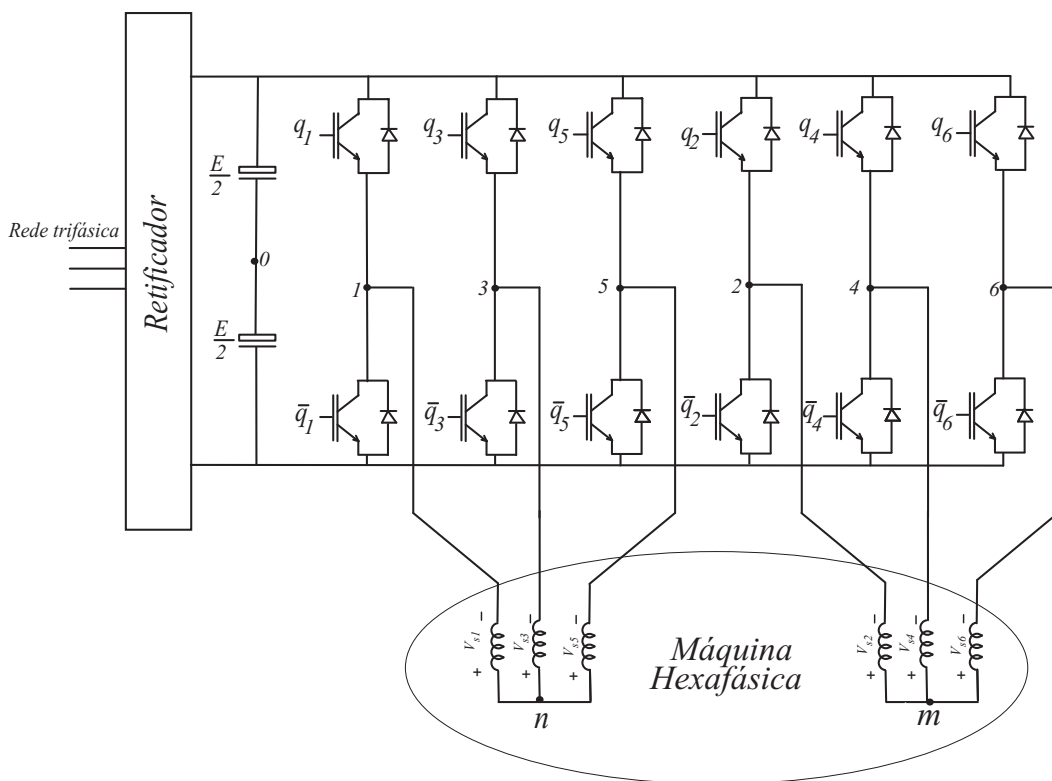


Figure 3.3: Sistema de acionamento - Inversor 12S e máquina de indução hexafásica.

As tensões de polo do conversor, baseando-se na figura 3.2, são dadas no conjunto de equações exibido em (3.1).

$$\begin{aligned}
 v_{10} &= v_{s1} + v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \\
 v_{50} &= v_{s5} + v_{n0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} \\
 v_{30} &= v_{s3} + v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \\
 v_{20} &= v_{s2} + v_{m0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \\
 v_{40} &= v_{s4} + v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \\
 v_{60} &= v_{s6} + v_{m0} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Onde E é a tensão do barramento CC e v_{n0} e v_{m0} são as tensões de neutro de cada conjunto com relação ao ponto central do barramento.

As tensões v_{n0} e v_{m0} são mostradas em (3.2).

$$\begin{aligned}
 v_{n0} &= (v_{10} + v_{30} + v_{50}) \frac{1}{3} \\
 v_{m0} &= (v_{20} + v_{40} + v_{60}) \frac{1}{3}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

As tensões de saída do conversor são dadas por

$$\begin{aligned}
 v_{s1} &= (2v_{10} - v_{30} - v_{50})/3 \\
 v_{s3} &= (2v_{30} - v_{50} - v_{10})/3 \\
 v_{s5} &= (2v_{50} - v_{10} - v_{30})/3 \\
 v_{s2} &= (2v_{20} - v_{40} - v_{60})/3 \\
 v_{s4} &= (2v_{40} - v_{60} - v_{20})/3 \\
 v_{s6} &= (2v_{60} - v_{20} - v_{40})/3
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

3.3 Modelo do Conversor de 9 chaves

Uma forma geral do sistema de acionamento para máquina hexafásica utilizando o conversor 9S está apresentada na figura 3.1. O sistema é composto de um barramento capacitivo, um inversor hexafásico de tensão e a máquina assíncrona. O conversor possui 3 braços (nove chaves), sendo cada braço é constituído por três chaves conectadas em série. As chaves do meio de cada braço separam os terminais de saída, portanto são compartilhadas com os dois terminais.

O inversor fonte de tensão ilustrado na figura 3.1 é composto pelas chaves superiores q_1 , q_2 , q_3 , pelas chaves inferiores \bar{q}_4 , \bar{q}_5 , \bar{q}_6 e pelas chaves do meio \bar{q}_a , \bar{q}_b , \bar{q}_c em que cada braço alimenta duas fases. O estado de condução das chaves é representado por variáveis binárias q_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, a, b, c$, $q_i = 1$ indica chave fechada, enquanto $q_i = 0$ indica chave aberta).

Para o correto funcionamento do conversor e a eliminação do risco de curto circuito do barramento capacitivo, as três chaves de um braço não devem ser acionadas ao mesmo tempo. Para isto ocorrer, é necessário que o acionamento das chaves \bar{q}_a , \bar{q}_b , \bar{q}_c dependa do estado de condução das chaves superiores q_1 , q_2 , q_3 e inferiores q_4 , q_5 , q_6 . A partir da aplicação da lógica XOR - Ou exclusivo- sobre os sinais de gatilho das chaves superiores e

inferiores determina-se o estado de condução das chaves $\bar{q}_a, \bar{q}_b, \bar{q}_c$.

O compartilhamento de chaves entre os terminais de saída impõe algumas restrições a serem obedecidas. As possibilidades de comutação das chaves são mais limitadas, se comparadas com as possibilidades inerentes ao conversor 12S. Observando a figura 3.1 nota-se que não há possibilidade de se conectar a fase A ao negativo do barramento CC, ao mesmo tempo que a fase X é conectada ao terminal positivo do barramento. Esta limitação reduz os estados de comutação do conversor. Na Tabela 3.1 estão exibidos os estados possíveis de chaveamento de um braço do conversor 9S e as possibilidades de tensão de polo do conversor, enquanto na Tabela 3.2 estão exibidas as possibilidades de chaveamento do conversor 12S para se obter as mesmas tensões de polo. Observa-se que o estado 4 não é possível de ser obtido no conversor 9S devido às restrições impostas no chaveamento.

Table 3.1: Estados das chaves e tensões de polo do conversor 9S.

Estado de chaveamento	q_1	\bar{q}_a	\bar{q}_2	v_{10}	v_{20}
1	1	1	0	$E/2$	$E/2$
2	0	1	1	$-E/2$	$-E/2$
3	1	0	1	$E/2$	$-E/2$

Table 3.2: Estados das chaves e tensões de polo do conversor 12S.

Estado de chaveamento	q_1	\bar{q}_1	q_2	\bar{q}_2	v_{10}	v_{20}
1	1	0	1	0	$E/2$	$E/2$
2	0	1	0	1	$-E/2$	$-E/2$
3	1	0	0	1	$E/2$	$-E/2$
4	0	1	1	0	$-E/2$	$E/2$

Após a descrição da configuração do conversor de 9 chaves, determina-se as equações que permitirão obter um modelo para o conversor. As tensões de polo do conversor do tipo 9S são dadas em (3.4).

$$\begin{aligned}
 v_{10} &= (q_1)E/2 - (\bar{q}_a q_2)E/2 \\
 v_{30} &= (q_3)E/2 - (\bar{q}_b q_4)E/2 \\
 v_{50} &= (q_5)E/2 - (\bar{q}_c q_6)E/2 \\
 v_{20} &= -(q_2)E/2 + (\bar{q}_a q_1)E/2 \\
 v_{40} &= -(q_4)E/2 + (\bar{q}_b q_3)E/2 \\
 v_{60} &= -(q_6)E/2 + (\bar{q}_c q_5)E/2
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Onde E é a tensão do barramento capacitivo.

As tensões de fase obtidas nas saídas do conversor 9S são as mesmas obtidas para o conversor de 12 chaves em (3.3)

3.4 Modulação PWM

As tensões de saída do conversor (9S ou 12S) para acionar uma carga hexafásica serão obtidas por meio de modulação por largura de pulsos (PWM). Dentre as diversas possibilidades de PWM, a abordagem utilizada será a escalar ou senoidal. Na técnica PWM senoidal, define-se uma tensão senoidal de referência que será modulada pelo conversor e obtida como uma tensão média na saída do conversor. A modulação consiste no chaveamento do inversor, para isso, o tempo de condução ou bloqueio de cada uma das chaves será obtido por meio da comparação de um conjunto de tensões senoidais de referência com uma portadora triangular. A intersecção do sinal senoidal com a portadora define o tempo de bloqueio ou condução de cada dispositivo semiconductor.

3.4.1 Modulação para o Conversor de 12 chaves

As tensões de fase de referência para a operação balanceada de uma máquina hexafásica estão definidas (3.5) e (3.6). Para cada conjunto de equações são definidas seis referências senoidais. Nas equações (3.5) estão descritas as referências para uma máquina assimétrica $\alpha = 30^\circ$ e em (3.6) expõe-se as tensões senoidais utilizadas para o caso de uma máquina simétrica $\alpha = 60^\circ$.

- $\alpha = 30^\circ$

$$\begin{aligned}
 v_{s1}^* &= M \sin(\omega t) \\
 v_{s3}^* &= M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{s5}^* &= M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\
 v_{s2}^* &= M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\
 v_{s4}^* &= M \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\
 v_{s6}^* &= M \sin\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

- $\alpha = 60^\circ$

$$\begin{aligned}
 v_{s1}^* &= -v_{s4}^* = M \cos(\omega t) \\
 v_{s3}^* &= -v_{s6}^* = M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{s5}^* &= -v_{s2}^* = M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

- $\alpha = 0^\circ$

$$v_{s1}^* = v_{s2}^* = M \cos(\omega t)$$

$$v_{s3}^* = v_{s4}^* = M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$v_{s5}^* = v_{s6}^* = M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

As tensões de polo podem ser expressas a partir das tensões de neutro como descrito nos conjuntos de equações (3.8) e (3.9).

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + v_{n0}^*$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + v_{n0}^* \quad (3.8)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^* + v_{n0}^*$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + v_{m0}^*$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + v_{m0}^* \quad (3.9)$$

$$v_{60}^* = v_{s6}^* + v_{m0}^*$$

Onde v_{n0}^* e v_{m0}^* são componentes homopolares e não produzem distorções, uma vez que estão presentes nas três fases.

O sistema de equações descrito em (3.8) e (3.9) só terá solução a partir da especificação das tensões v_{n0}^* e v_{m0}^* . O procedimento adotado aqui, para especificar as tensões v_{n0}^* e v_{m0}^* é semelhante ao adotado no caso trifásico (Jacobina et al., 2001). Estas tensões podem ser definidas em função de um fator variável μ ou fator de distribuição de roda livre ($0 < \mu < 1$) expresso na equação (3.10).

$$\mu = t_{oi}/t_0 \quad (3.10)$$

Em geral t_o , tempo de aplicação dos vetores de roda livre, é dividido do seguinte modo. Uma parte aplicada no início do período de chaveamento ($t_{oi} = \mu t_o$) e outra ($t_{of} = (1 - \mu)t_o$) no final do período de chaveamento. Dependendo do modo de conexão dos neutros da máquina hexafásica pode se definir um μ global para os casos de neutros simples ou dois fatores μ_1 e μ_2 para os casos dos conjuntos trifásicos terem neutros distintos.

Considerando a máquina hexafásica conectada com neutro simples, μ global. Considerando $v_{m0}^* = v_{n0}^* = v_{h0}^*$, calcula-se a componente de sequência zero de acordo com (3.11).

$$v_{h0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^* \quad (3.11)$$

Os valores de v_{sM}^* e v_{sm}^* são obtidos no conjunto de referências [v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* , v_{s4}^* , v_{s5}^* , v_{s6}^*] respectivamente como o valor máximo e mínimo dentre tais referências.

Conectando a máquina hexafásica de modo a possuir dois neutros, é possível definir dois fatores de distribuição, cada um relacionado a um dos conjuntos trifásicos da máquina. Desse modo, define-se, duas maneiras para cálculo das tensões homopolares v_{m0}^* e v_{n0}^* , expressas em (3.12) e (3.13).

$$v_{n0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_1\right) - (1 - \mu_1)v_{sM1}^* - \mu_1 v_{sm1}^* \quad (3.12)$$

$$v_{m0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_2\right) - (1 - \mu_2)v_{sM2}^* - \mu_2 v_{sm2}^* \quad (3.13)$$

v_{sM1}^* e v_{sm1}^* são respectivamente os valores máximo e mínimo, porém apenas do conjunto de tensões [v_{s1}^* , v_{s3}^* , v_{s5}^*], de modo similar v_{sM2}^* e v_{sm2}^* são, respectivamente, os valores máximo e mínimo de tensões [v_{s2}^* , v_{s4}^* , v_{s6}^*].

Considerando a frequência da onda da triangular muito maior que a frequência das tensões de referência, pode se considerar que as tensões de polo de referência são constantes em um período (T) da triangular. Considerando também que as tensões de polo de referência v_{i0}^* , $i = 1, 3, 5$ e v_{j0}^* para $j = 2, 4, 6$ são iguais às tensões de polo v_{i0} e v_{j0} , pode se definir os intervalos de tempo que as chaves estarão fechadas. Como está expresso em (3.14) e (3.15).

$$\frac{1}{T} \int v_{i0}^* dt = \frac{1}{T} \int v_{i0} dt = \frac{1}{T} (\tau_i \frac{E}{2} - (T - \tau_i) \frac{E}{2}) \quad (3.14)$$

$$\frac{1}{T} \int v_{j0}^* dt = \frac{1}{T} \int v_{j0} dt = \frac{1}{T} (\tau_j \frac{E}{2} - (T - \tau_j) \frac{E}{2}) \quad (3.15)$$

Pode se ainda isolar os termos τ_i e τ_j de (3.16) e (3.17). Obtendo assim os tempos em que as chaves de cada braço estarão fechadas.

$$\tau_i = \left(\frac{v_{i0}}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (3.16)$$

$$\tau_j = \left(\frac{v_{j0}}{E} + \frac{1}{2} \right) T \quad (3.17)$$

Com tal procedimento as tensões de saída são sintetizadas de tal modo a terem o valores médios iguais aos valores médios das tensões de polo para cada período de chaveamento.

3.4.2 Modulação para o Conversor de 9 chaves

A modulação PWM para o conversor 9S deve ser feita de modo a contornar a limitação imposta pelas 3 chaves em um único braço. Para eliminar o risco de curto-circuito do barramento, deve se evitar que a fase superior da carga seja ligada ao terminal negativo do barramento ao mesmo tempo em que a fase inferior da carga seja conectada ao terminal positivo do barramento. Para se eliminar tais estados o método geralmente adotado consiste em deslocar as referências com a adição de uma tensão contínua de tal modo que a tensão de referência para as fases superiores 246, em nenhum momento sejam menores que as tensões de referência das fases inferiores 135. Na figura 3.4 estão apresentadas as seis referências de tensão para o 9S, devidamente defasadas.

Na figura 3.4 a tensão contínua foi adicionada aos dois conjuntos de referência. Para enfatizar o deslocamento ou *offset*, na figura 3.5(a) estão exibidas, de modo genérico, as referências para um dos braços do conversor. O deslocamento pode ser efetuado em diversos níveis, em outras palavras, há uma faixa de tensão CC que pode ser adicionada de modo a manter o conversor operando de modo satisfatório. Na figura 3.5(b) está detalhado como

se comportam as referências quando um máximo de offset é adicionado. Neste caso v_{ref1} e v_{ref2} em um determinado instante tendem a uma relação assintótica, porém v_{ref1} é sempre maior que v_{ref2} .

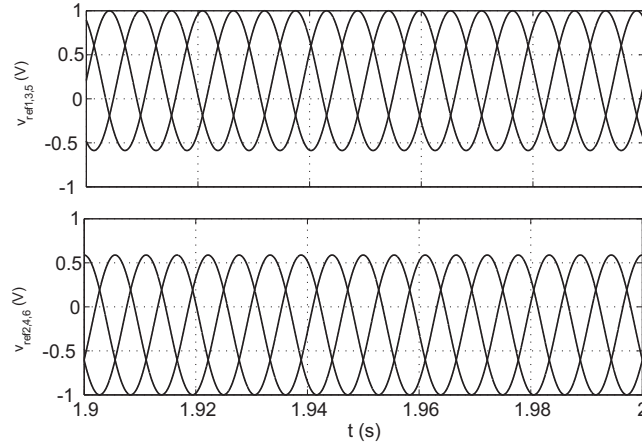


Figure 3.4: Tensões genéricas de referência para modulação PWM do conversor 9S.

As referências apresentadas na figura 3.4, quando comparadas com um sinal triangular geram os sinais de gatilho das chaves superiores q_1, q_2, q_3 e inferiores q_4, q_5, q_6 . As chaves do meio $\bar{q}_a, \bar{q}_b, \bar{q}_c$ são controladas com aplicação do operador lógico XOR sobre os sinais das chaves superiores e inferiores. Destaca-se, para o 9S, que as chaves superiores são acionadas por lógica positiva, enquanto as inferiores são acionadas por lógica negativa, em outras palavras, sempre que a amplitude do sinal senoidal for maior que o nível do sinal triangular, as chaves superiores serão comutadas, caso contrário serão bloqueadas. Para as chaves inferiores ocorre o contrário: disparadas sempre que o nível do sinal senoidal for menor que

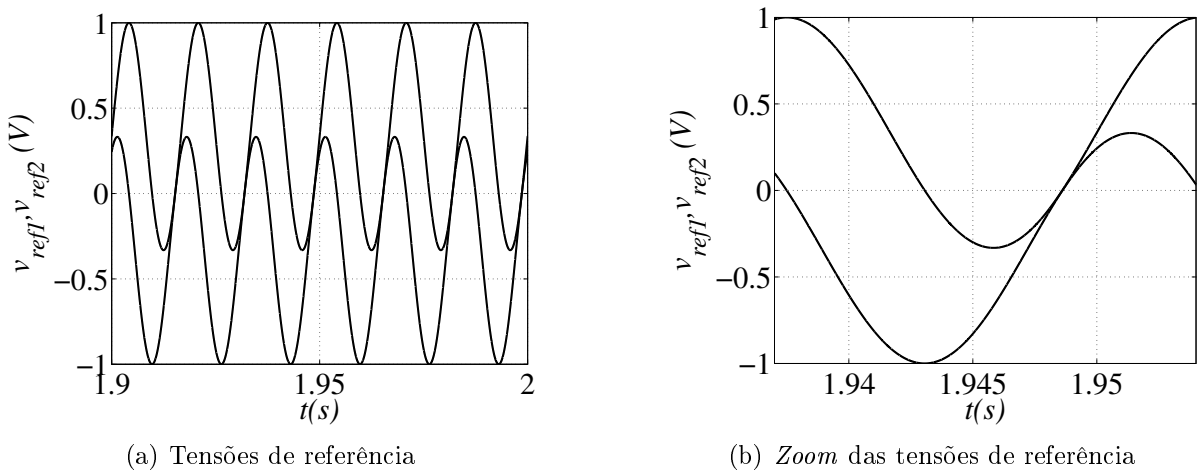


Figure 3.5: Referências para modulação PWM - Um braço da topologia 9S.

o nível da triangular.

As equações apresentadas em (3.18) descrevem as tensões de referência para a modulação PWM do conversor 9S.

$$\begin{aligned}
 v_{s1}^* &= M_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + (1 - M_1) \\
 v_{s3}^* &= M_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + (1 - M_1) \\
 v_{s5}^* &= M_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + (1 - M_1) \\
 v_{s2}^* &= M_2 \sin(\omega t + \varphi_2) + (M_2 - 1) \\
 v_{s4}^* &= M_2 \sin\left(\omega t + \varphi_2 + \frac{2\pi}{3}\right) + (M_2 - 1) \\
 v_{s6}^* &= M_2 \sin\left(\omega t + \varphi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) + (M_2 - 1)
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

onde ω é a frequência angular, $\omega = 2\pi f$, $f = 60Hz$, φ_1 e φ_2 são deslocamentos de fase e M é a amplitude de referência.

O conversor de 9 chaves pode ser acionado de dois modos distintos em relação à frequência das tensões de saída: frequência constante, e frequência variável. Como o acionamento realizado neste trabalho é hexafásico, a frequência ω tem o mesmo valor para os dois conjuntos de referência, além disso a máquina possui um ângulo de defasamento α constante entre as bobinas. Isso impõe um valor de deslocamento fixo entre as referências. Considerando $\alpha = \varphi_1 - \varphi_2$ e seguindo o desenvolvimento proposto em (Gao et al., 2010) pode se determinar um valor limite máximo para os níveis de tensão M_1 e M_2 e os respectivos deslocamentos ou *offsets* dado às referências, de modo a otimizar o funcionamento.

$$M_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + (1 - M_1) \geq M_2 \sin(\alpha t + \varphi_2) + (M_2 - 1) \tag{3.19}$$

Considerando que as referências de tensão para um braço devem obedecer a expressão (3.19), isolando-se um dos termos M_1 ou M_2 , obtém-se a equação (3.20).

$$M_2 \leq \frac{2 + M_1(\sin(\omega t + \alpha) - 1)}{1 + \sin(\omega t)} \quad (3.20)$$

Assumindo-se $M_1 = M_2 = M$ e após algumas manipulações pode se chegar à expressão (3.21) que relaciona diretamente o índice de modulação ao deslocamento α . Por outro lado α é o deslocamento de fase entre os dois conjuntos de tensões de referência e ainda α é o deslocamento angular fixo entre os conjuntos de bobinas da máquina, depreende-se daí que para acionar uma máquina hexafásica com o máximo de aproveitamento do barramento, M deverá assumir alguns valores fixos, dependendo somente do deslocamento entre as bobinas. Para uma máquina assimétrica $\alpha = 30^\circ$ e com uso de (3.21), obtém-se um valor $M = 0,794$. para uma máquina hexafásica que possui $\alpha = 60^\circ$ então $M = 0,667$.

$$M \leq \frac{1}{1 + \sin(\alpha/2)} \quad (3.21)$$

3.4.3 Fator de Distribuição para o Conversor de 9 Chaves

A estratégia de modulação proposta no item 3.4.2 possui uma diferença de tensão entre as referências v_{ref1} e v_{ref2} sempre fixa, sendo fixa também entre as demais referências. Uma estratégia alternativa de modulação PWM para o conversor 9S proposta em (Fabricio, 2010), considera a diferença de tensão entre v_{ref1} e v_{ref2} variável e neste caso permite uma melhor utilização do barramento CC. Para que tal diferença seja variável introduz-se os fatores de distribuição de roda livre. No conjunto de equações (3.22) mostra-se as tensões de polo de referência para os dois conjuntos trifásicos do conversor.

$$\begin{aligned}
 v_{10}^* &= v_{s1}^* + v_{n0}^* \\
 v_{30}^* &= v_{s3}^* + v_{n0}^* \\
 v_{50}^* &= v_{s5}^* + v_{n0}^* \\
 v_{20}^* &= v_{s2}^* + v_{m0}^* \\
 v_{40}^* &= v_{s4}^* + v_{m0}^* \\
 v_{60}^* &= v_{s6}^* + v_{m0}^*
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Para encontrar as soluções do conjunto de equações (3.22) determina-se os valores de v_{n0} e v_{m0} . Neste caso, define-se os parâmetros μ_1 e μ_2 que são fatores de roda livre e são apresentados nas equações (3.23) e (3.24).

$$v_{n0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_1\right) - (1 - \mu_1)v_{sM1}^* - \mu_1 v_{sm1}^* \tag{3.23}$$

$$v_{m0}^* = E\left(\frac{1}{2} - \mu_2\right) - (1 - \mu_2)v_{sM2}^* - \mu_2 v_{sm2}^* \tag{3.24}$$

Onde v_{sM1}^* e v_{sm1}^* são respectivamente os valores máximo e mínimo do conjunto de tensões $[v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*]$, assim como v_{sM2}^* e v_{sm2}^* são respectivamente os valores máximo e mínimo de tensões $[v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*]$.

Os parâmetros μ_1 e μ_2 podem variar de 0 a 1. A estratégia de modulação utiliza a possibilidade de variação dos parâmetros μ_1 e μ_2 para garantir o deslocamento entre as referências de tensão superior e inferior de cada braço e assim obedecer a restrição de chaveamento inerente à estrutura do conversor, ou seja, o cálculo desses parâmetros é efetuado de tal modo que valor para μ_1 seja fixo entre 0 e 1 e o valor de μ_2 é calculado para garantir sempre a condição expressa em (3.25).

$$v_{si} \geq v_{sj} \tag{3.25}$$

para os seguintes casos ($i = 1; j = 2$), ($i = 3; j = 4$) ou ($i = 5; j = 6$).

Substituindo a equação (3.22) na equação (3.25) para cada um dos casos. Obtém-se uma relação que expressa o maior valor permitido de escolha para a tensão v_{m0}^* de maneira a se obedecer a restrição imposta na equação (3.25). Como o valor de μ_1 é definido, resulta que o valor de v_{n0}^* também está definido. Portanto, a variável isolada será v_{m0}^* , conforme a equação (3.26).

$$v_{m0}^* \leq \min(v_{s1}^* - v_{s2}^*, v_{s3}^* - v_{s4}^*, v_{s5}^* - v_{s6}^*) \quad (3.26)$$

Para se obter o valor de v_{m0}^* que satisfaça a condição, atribui-se um valor para μ_2 e calcula o valor de v_{m0} correspondente, se a condição expressa em (3.26) ainda não estiver satisfeita, decrementa-se μ_2 e calcula-se um novo valor para v_{m0} . Esse processo é repetido até que a condição da equação (3.26) seja satisfeita.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram descritos as configurações 9S e 12S utilizadas no acionamento de uma máquina de indução hexafásica. Foram descritos os modelos de tensão, assim como as técnicas de modulação escalar para as duas estruturas.

O conversor 9S possui restrições no seu modo de funcionamento que reduzem o índice de modulação, estas restrições são consequências da estrutura do conversor que possui menos estados de chaveamento que conversor 12S. A eliminação destas restrições exige um aumento da tensão de barramento e neste caso os dispositivos semicondutores estão submetidos a uma maior tensão reversa que os da topologia 12S.

Para o conversor 9S foi apresentado também uma modulação alternativa a partir da utilização de dois fatores de roda livre. Esses fatores são calculados de modo a também contornar as restrições do conversor, mas a rotina de escolha destes dois fatores exige um maior esforço computacional. O valor dos fatores de distribuição são dependentes, por isso o algoritmo de cálculo necessita de uma rotina iterativa que permita escolher o segundo fator.

4

ESTRATÉGIA DE CONTROLE

4.1 Introdução

As máquinas de corrente alternada, em especial as máquinas de indução, possuem algumas vantagens quando comparadas às de corrente contínua, dentre essas vantagens cita-se: Maior densidade de potência, menores custos, menos exigência quanto à manutenção, porém acionar as máquinas de corrente alternada, com objetivo de controlar a velocidade ou o conjugado, exige sistemas mais sofisticados que aqueles utilizados em acionamento das máquinas de corrente contínua. O custo total de um sistema de acionamento: máquina, conversor e sistema de controle, tem diminuído, principalmente para as máquinas de corrente alternada, sendo esta mais uma vantagem para tais máquinas.

Uma das vantagens de se utilizar um sistema de controle é a eficiência do sistema: maior produtividade, menores custos de produção; e às vezes, é possível um acionamento com menores perdas. O sistema de controle também permite utilizar a máquina de modo adequado quando se trata de certas exigências como por exemplo as aplicações que exigem uma velocidade variável. As máquinas de corrente alternada, por sua própria natureza são mais complexas que as de corrente contínua, desse modo os sistemas de controle requerem uma maior complexidade, como citado em (Bose, 2002) os principais motivos para a complexidade nos sistemas de controle de máquinas de corrente alternada são: necessidade de alimentação com frequência variável, assim como o conteúdo harmônico destas fontes de alimentação; a variação dos parâmetros da máquina; e a dificuldade de processar os sinais de realimentação

das grandezas controladas.

Há diversas técnicas de controle para acionamento adequado de máquinas. Algumas delas estão listadas e discutidas brevemente em (Henrique N, 2006) e melhor discutidas em (Bose, 2002). A depender das exigências quanto ao desempenho, algumas são mais adequadas que outras. Dentre as estratégias de controle listadas, aquelas conhecidas como controle vetorial tem apresentado uma crescente aceitação, pois permitem o acionamento das máquinas de corrente alternada de modo semelhante ao de uma máquina de corrente contínua. As demais técnicas de controle, embora consideradas menos eficientes, podem ser utilizadas no acionamento de máquinas de indução, mas serão citadas aqui apenas como exemplo.

Para as máquinas de indução que possuem rotor bobinado, uma das maneiras de se efetuar um controle, é aumentando a resistência do rotor. Com o acréscimo de resistências altera-se a relação entre conjugado e velocidade, de modo que um aumento de resistência resulta em queda de velocidade e de modo inverso a retirada de resistências do conjunto possibilita o aumento da velocidade.

O controle da tensão de alimentação da máquina é um dos mais populares métodos de controle de velocidade de máquinas elétricas por sua simplicidade e fácil implementação. O essencial deste método é manter a relação entre tensão e frequência constante de modo a garantir um fluxo constante. Para as aplicações a velocidade variável é comum utilizar um inversor fonte de tensão que permite uma maior flexibilidade na relação tensão/frequência. Se a frequência de alimentação sofre um aumento altera-se a reatância da máquina e o fluxo de entreferro tende a diminuir devido à queda de tensão sobre a reatância. Para manter a velocidade e o conjugado em valores constantes é necessário que seja aplicado um aumento na tensão de alimentação ao mesmo tempo que se aumenta a frequência.

Um aspecto desvantajoso desta técnica de controle está na tensão nominal da máquina e desse modo o aumento de tensão deve respeitar esse limite. O desempenho em baixa velocidade ou durante os transitórios é considerado insatisfatório. Um outro inconveniente está no fundamento deste tipo de controle, ou seja, o método depende diretamente do acoplamento entre tensão e frequência. A variação brusca de uma destas grandezas pode ocasionar instabilidades no acionamento.

Por sua própria natureza os motores de indução apresentam uma dependência entre fluxo magnético e conjugado. Esta característica não é observada nos motores de corrente contínua. A técnica de controle vetorial quando aplicado aos motores de indução busca reproduzir a excitação independente dos motores de corrente contínua. O princípio de tal estratégia, consiste em se utilizar vetores espaciais para efetuar o desacoplamento entre as duas componentes da corrente do estator, de tal modo que o desacoplamento dessas duas componentes seja refletido no desacoplamento entre o fluxo e o conjugado (Qian Cheng L, 2011).

Uma outra estratégia de controle é o controle direto de torque (DTC) (Batista, 2013), uma combinação de controle escalar e controle vetorial para o controle direto do conjugado eletromagnético. Uma das vantagens apresentadas pelo método de controle DTC é o fato de não necessitar de sensores mecânicos e não necessitar de transformação de coordenadas, em última análise depende apenas da resistência do estator da máquina (Buja e Kazmierkowski, 2004).

Seguindo o mesmo raciocínio pode se afirmar a existência de outras possibilidades de se efetuar o controle de uma máquina elétrica, por exemplo a dupla alimentação da máquina, a mudança da quantidade de polos, mas estas formas de controle também não serão tratadas neste trabalho.

4.2 Estratégia de Controle

Neste método, o controle do conjugado é obtido de forma indireta a partir do controle da corrente estatórica. A ideia é reproduzir a performance dos motores de corrente contínua a partir da descrição do modelo da máquina em um referencial girante- dq . O referencial é escolhido de tal modo que as grandezas não tenham mais um comportamento senoidal e no referencial adotado sejam quantidades contínuas. A equação descreve de maneira genérica o torque como resultado das correntes i_d e i_q .

$$T = K i_d i_q \quad (4.1)$$

Onde K é uma constante.

O referencial para descrição das correntes i_d e i_q deve ser tal que i_d corresponda a corrente

de campo i_f da máquina de corrente contínua e i_q seja análoga à corrente de armadura da máquina CC. A componente i_d é orientada em relação a um dos vetores fluxo da máquina e a componente i_q em quadratura ou perpendicular a i_d . Como as grandezas estão defasadas 90° entre-si, obtém-se o efeito de desacoplamento. Há três possibilidades de se alinhar a componente i_d com o fluxo da máquina, (i) fluxo rotórico, (ii) de entreferro ou (iii) estático. O completo desacoplamento é obtido com a orientação pelo fluxo rotórico.

Há basicamente dois métodos para se rastrear a posição e o valor do vetor fluxo utilizado. No método direto o fluxo é medido diretamente na máquina, a partir de sensores, no método indireto este fluxo é estimado com auxílio de um estimador de malha aberta e com um observador utilizando o modelo da máquina. Por não necessitar de sensores o método indireto às vezes é mais utilizado, porém é dependente das variações dos parâmetros da máquina, sendo esta uma fonte de instabilidades ao se utilizar este método.

Um diagrama básico de controle está exibido na figura 4.1. A componente de corrente i_{qb}^* é gerada a partir da malha de controle de velocidade. O erro de velocidade é aplicado ao controlador GPI1, cuja a saída é um conjugado de referência. O conjugado é proporcional a i_{qb}^* e neste ponto, uma malha adicional de controle pode ser inserida para fornecer um controle do conjugado. A segunda componente de corrente i_{db}^* é obtida a partir do erro de fluxo rotórico. O erro é aplicado ao controlador GPI2, cuja a saída é a corrente de referência desejada. Os controladores GPI1 e GPI2 são controladores do tipo PI convencional.

As variáveis i_{db}^* e i_{qb}^* , são os valores contínuos de corrente descritos no referencial síncrono girante. Para realizar a transformação de referencial obtém-se o valor de fluxo rotórico a partir das tensões e correntes da máquina. Define-se um vetor unitário $\sin(\theta_b)$ e $\cos(\theta_b)$ com auxílio das equações (4.4), (4.2) e (4.3). O vetor unitário girante será utilizado para converter as correntes i_{db}^* e i_{qb}^* para um referencial estacionário, como demonstrado em (4.5), (4.6).

As correntes i_{ds}^* e i_{qs}^* são aplicadas à transformada inversa $dqxyoo'$ exibida em (4.7) para se obter as seis correntes de fase de referência. Uma descrição mais completa da transformada $dqxyoo'$ está dada no apêndice A.

$$\cos(\theta_b) = f_{rd}/f_r \quad (4.2)$$

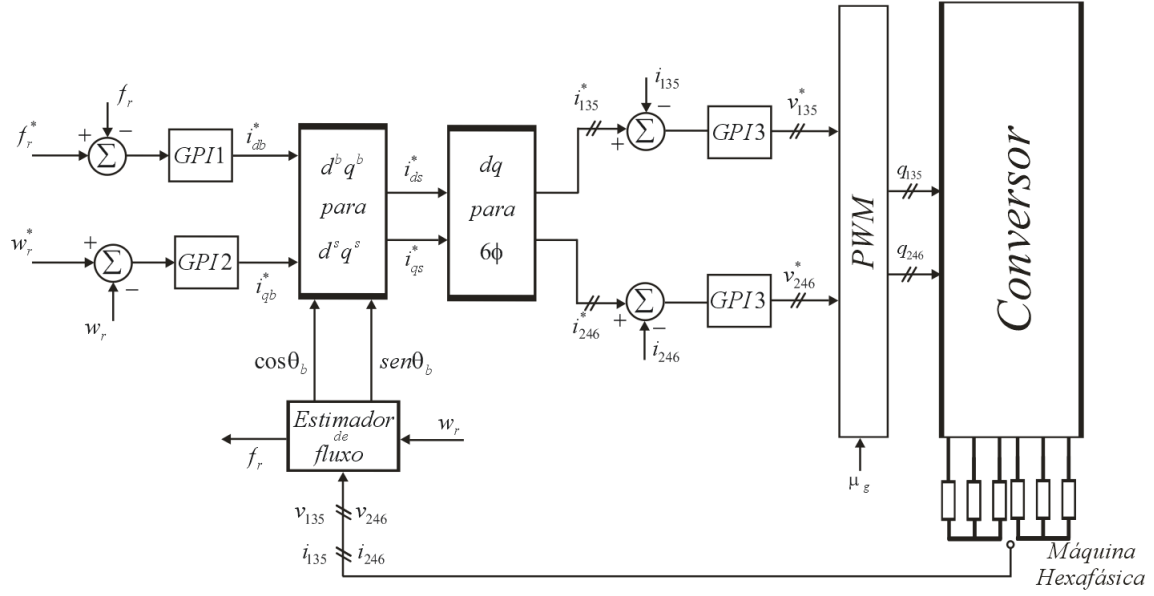


Figure 4.1: Diagrama de controle.

$$\sin(\theta_b) = f_{rq}/f_r \quad (4.3)$$

$$f_r = \sqrt{f_{rd}^2 + f_{rq}^2} \quad (4.4)$$

Onde f_r é a amplitude do fluxo rotórico, f_{rd} é a componente de eixo direto do fluxo rotórico no referencial síncrono girante e f_{rq} é a componente em quadratura do fluxo rotórico no referencial síncrono girante.

$$i_{ds}^* = i_{db}^* \cos(\theta_b) - i_{qb}^* \sin(\theta_b) \quad (4.5)$$

$$i_{qs}^* = i_{db}^* \sin(\theta_b) + i_{qb}^* \cos(\theta_b) \quad (4.6)$$

$$\begin{pmatrix} i_1^* \\ i_2^* \\ i_3^* \\ i_4^* \\ i_5^* \\ i_6^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \alpha) & -\sin(\delta_r - \alpha) \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_r - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\delta_r - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_r - \frac{4\pi}{3} - \alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Onde δ_r é o ângulo do referencial adotado para a transformada $dqxyoo'$.

As correntes de fase de referência são ainda aplicadas ao controlador GPI3 cuja saída são os valores de referência de tensão a serem obtidos na saída dos conversores. Como as correntes de referências na entrada do controlador GPI3 são senoidais, um controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente. Desse modo o controlador GPI3 é um controlador de dupla sequência (controlador de sequência positiva e negativa), que garante erro nulo em regime para grandezas senoidais, nesse caso o controlador possui ganho infinito para os sinais que possuam a frequência w_e . As equações (4.8), (4.9) e (4.10) descrevem o modelo do controlador.

$$px_a = x_b + 2k_i\xi_j \quad (4.8)$$

$$px_b = -w_e x_a \quad (4.9)$$

$$v_i^* = x_a + k_p\xi_j \quad (4.10)$$

Onde: x_a e x_b são as variáveis de estado do controlador, k_p e k_i são os ganhos proporcional e integral do controlador v_i^* é a saída do controlador (uma das seis tensões de fase) e ξ_j é o erro de corrente e w_e é a frequência do sinal alternado.

4.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado uma breve revisão do método de controle utilizado para acionar uma máquina a partir de um conversor. Uma descrição mais detalhada do controle vetorial é apresentada, basicamente o controle por fluxo rotórico. São descritas quais correntes são controladas e o referencial adotado. A estratégia de controle adotada permite o desacoplamento entre as variáveis de fluxo e conjugado eletromagnético, controlando o fluxo rotórico a partir da componente de corrente estatórica em fase com o fluxo, e por outro lado, controlando o conjugado utilizando a componente da corrente estatórica em quadratura com o fluxo.

5

ANÁLISE DE THD E WTHD

5.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise comparativa entre as topologias $9S$ e $12S$, observando se as curvas de $WTHD$ (Distorção Harmônica Total Ponderada) das tensões de saída dos conversores para diferentes valores do fator de distribuição de roda livre μ com $0 \leq \mu \leq 1$.

A $WTHD$ é calculada segundo a expressão (5.1):

$$WTHD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (5.1)$$

onde α_1 é a amplitude da tensão fundamental, α_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerados.

São ilustradas na figura 5.1 a $WTHD$ da tensão para os conversores $9S$ e $12S$, a figura exhibe a variação da distorção harmônica ponderada em função do fator de distribuição de roda livre. A tensão de fase é aplicada em uma máquina hexafásica com enrolamento assimétrico, $\alpha = 30^\circ$. Pode se verificar que em toda a faixa de variação dos valores de μ o conversor $12S$ apresenta menores valores de $WTHD$ quando comparados aos valores do conversor de 9 chaves. O menor valor da $WTHD$ para o conversor convencional ocorre quando $\mu = 0.5$. O menor valor da $WTHD$ para a topologia $9S$ ocorre em $\mu = 1$.

Quando os conversores alimentam uma máquina simétrica, o comportamento da $WTHD$ é diferente, como exibido na figura 5.2. A $WTHD$ é calculada em função do fator de

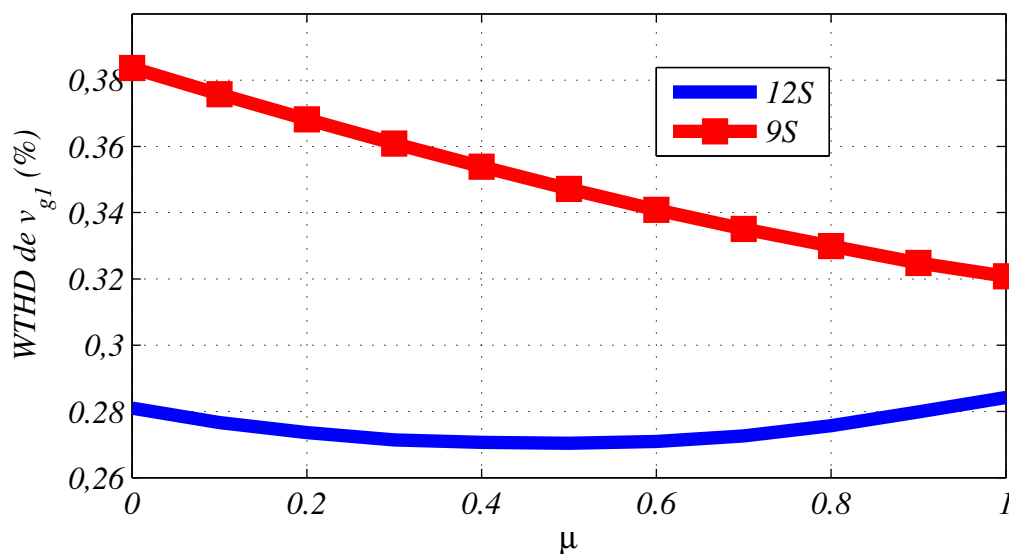


Figure 5.1: Curvas da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\alpha = 30$.

distribuição de roda livre.

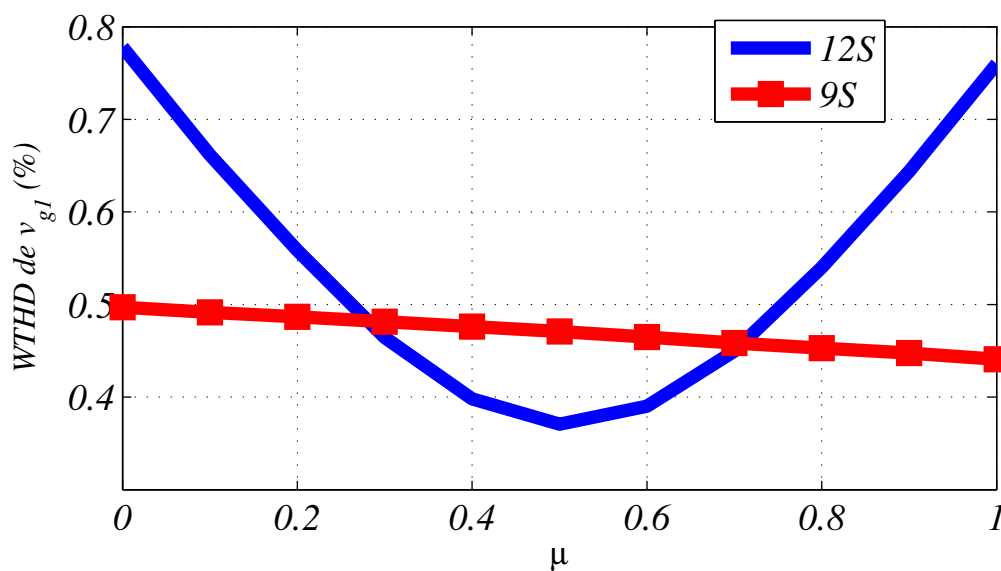


Figure 5.2: Curvas da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\alpha = 60$.

O conversor 12S apresenta menores valores de *WTHD* resultados na faixa $0,3 \leq \mu \leq 0,7$ quando comparado ao conversor de 9 chaves. O menor valor da *WTHD* para o conversor convencional novamente ocorre quando $\mu = 0,5$. Para a topologia 9S o menor valor da

WTHD ocorre em $\mu = 1$. O $\mu = 1$ é um caso a ser analisado para o conversor 9S, pois neste ponto o conversor pode apresentar menores perdas.

5.1.1 Comparação entre as Topologias 9S e 12S - *WTHD*

Uma análise quantitativa dos valores de *WTHD* das tensões no lado da carga, para as duas topologias é desenvolvida nesta seção. Pode-se observar que as curvas de *WTHD* para o conversor 12S, apresentadas na seção anterior, possuem simetria em torno de $\mu = 0,5$. Esta simetria não é observada para o conversor 9S, portanto para a análise quantitativa apresentam-se os valores para os casos em que $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

Na Tabela 5.1 são mostrados os valores da *WTHD* para as duas configurações, considerando-se um fator de distribuição de roda livre $\mu = 0$. Para comparação entre os desempenhos das topologias quanto ao valor da distorção harmônica são apresentados na Tabela para $\mu = 0,5$.

Table 5.1: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina assimétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,394	0,298
vg2	0,394	0,298

Table 5.2: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina assimétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,349	0,271
vg2	0,349	0,271

Na Tabela estão exibidos os valores numéricos da *WTHD* para uma máquina assimétrica e $\mu = 1$.

A topologia 9S apresentou maiores valores de *WTHD* em todos os casos analisados, o melhor resultado na comparação é para o caso em que $\mu = 1$ cuja a variação do valor da *WTHD* é de 9%, este é um caso a ser analisado com relação às perdas, pois para esse valor de μ os conversores apresentam menores valores de perdas, já que durante o chaveamento e

Table 5.3: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina assimétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,325	0,298
vg2	0,325	0,298

em alguns instantes o braço pode operar com frequência de chaveamento nula. O pior caso ocorre para $\mu = 0$ cuja variação da *WTHD* chega a 32%.

Um conjunto semelhante de resultados foi obtido para a máquina simétrica. Na Tabela 5.4 são mostrados os valores da *WTHD* obtidos para cada um dos conversores, o fator utilizado é $\mu = 0$.

Table 5.4: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina simétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,497	0,806
vg2	0,497	0,806

Na Tabela são apresentados os valores da *WTHD* para os dois conversores, porém utilizando um valor de $\mu = 0,5$, enquanto na Tabela os valores da *WTHD* apresentados foram calculados para $\mu = 1$.

Table 5.5: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina simétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,451	0,374
vg2	0,451	0,371

Analisando as Tabelas pode se constatar que a topologia 9S apresentou maior resultado da *WTHD* para $\mu = 0$. Uma variação de 20,58%. O melhor resultado na comparação é para $\mu = 1$, cuja a variação do valor da *WTHD* é cerca de 44%, neste caso o conversor 9S apresenta vantagem na comparação, além do mais, este é um caso a ser analisado com relação às perdas, pois para esse valor de μ os conversores geralmente apresentam menores valores de perdas.

Para uma análise mais completa da *WTHD* com relação ao ângulo α , nas Tabelas a

Table 5.6: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina simétrica.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,441	0,790
vg2	0,441	0,790

seguir são exibidos os valores da *WTHD* para os dois conversores considerados, no entanto a máquina hexafásica considerada em tais casos possui ângulo de defasagem nulo $\alpha = 0$. Desse modo a Tabela 5.7 apresenta os valores para a condição em que o fator de distribuição de roda livre é nulo $\mu = 0$. Os demais casos considerados são $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, cujos valores são exibidos nas Tabelas 5.8 e 5.9 respectivamente.

Table 5.7: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$ e $\alpha = 0^\circ$

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,414	0,285
vg2	0,414	0,285

Table 5.8: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$ e $\alpha = 0^\circ$.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,345	0,249
vg2	0,345	0,249

5.1.2 Comparação entre as Topologias 9S e 12S - *THD*

Nesta seção é feita uma análise quantitativa dos valores de *THD* das correntes no lado da carga, para as duas configurações. O valor de *THD* também varia com relação ao valor assumido por μ e assim como no caso da *WTHD*, a análise quantitativa será feita para os valores de $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

A THD é calculada segundo a expressão 5.2.

$$THD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \alpha_1^2} \quad (5.2)$$

Table 5.9: Valores da *WTHD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$ e $\alpha = 0^\circ$.

WTHD(%)	9S	12S
vg1	0,297	0,285
vg2	0,297	0,285

Onde α_1 é a amplitude da tensão fundamental, α_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerados.

Na Tabela 5.10 estão exibidos os valores de *THD* da corrente quando μ assume o valor 0, enquanto nas Tabelas 5.11 e 5.12 os valores de μ são respectivamente 0 e 1.

Table 5.10: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina assimétrica.

THD(%)	9S	12S
i_{g1}	4,78	3,72
i_{g2}	4,78	3,72

Table 5.11: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina assimétrica.

THD(%)	9S	12S
i_{g1}	4,31	3,79
i_{g2}	4,31	3,79

Em todos os casos analisados a distorção da corrente de fase é sempre maior para o conversor 9S, assinalando que para este conversor haverá uma maior produção de harmônicos de correntes que no caso do conversor 12S. No melhor caso a distorção de corrente ainda será cerca de 13% maior para o conversor 9S quando $\mu = 1$.

O cálculo de *THD* também foi efetuado para as configurações quando acionam uma máquina simétrica, os resultados estão apresentados nas Tabelas 5.13, 5.14 e 5.15. Para cada uma destas Tabelas é evidente que o valor assumido por μ é diferente.

Table 5.12: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina assimétrica.

THD	9S	12S
i_{g1}	3,97	3,72
i_{g2}	3,97	3,72

Table 5.13: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0$. Máquina simétrica.

THD	9S	12S
i_{g1}	3,36	4,45
i_{g2}	3,36	4,45

Table 5.14: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 0,5$. Máquina simétrica.

THD	9S	12S
i_{g1}	3,19	3,08
i_{g2}	3,19	3,08

Table 5.15: Valores da *THD* das topologias 9S e 12S. $\mu = 1$. Máquina simétrica.

THD	9S	12S
i_{g1}	3,14	4,45
i_{g2}	3,14	4,45

Quando $\mu = 0.5$ o conversor 12S apresenta menor distorção harmônica que o conversor 9S, uma redução de 3%. As menores distorções, dentre os casos analisados, são para $\mu = 1$ neste caso a topologia 9S apresenta uma redução de 29%

5.1.3 Conclusão

A partir da comparação dos resultados da *WTHD* para as duas topologias acionando uma máquina simétrica, conclui-se que a configuração de 12S chaves apresenta os menores valores de distorção harmônica. A variação do fator de roda livre, neste caso não oferece uma vantagem ao conversor 9S com relação à quantidade de harmônicos. No melhor caso $\mu = 1$ a *WTHD* ainda é 9% maior.

Os resultados da *WTHD* para máquina simétrica, também mostram que para este valor de α é mais vantajoso acionar a máquina com o conversor 12S, embora este conversor apresente maiores valores de *WTHD* para uma faixa de variação de μ , observa-se que ao se acionar o conversor 12S na faixa de μ compreendida entre 0,3 e 0,7 os valores da *WTHD* serão menores que os da topologia 9S. Uma redução de 20,5% para $\mu = 0,5$. O conversor de 9 chaves apresenta menor valor da *WTHD* para $\mu = 1$, porém quando comparado com o melhor caso do conversor de 12 chaves, a *WTHD* para este último conversor ainda é menor em cerca de 17%.

Para as taxas de distorção harmônica de corrente o conversor 12S também apresenta os menores resultados na comparação. Para uma máquina assimétrica o conversor 12S apresenta menores distorções de corrente, os menores valores são para $\mu = 0,5$.

Observou-se que o ângulo de referência afeta a qualidade das tensões e correntes geradas, pois para uma máquina simétrica a *WTHD* foi maior em todos os casos, face à máquina assimétrica. Com os valores da *WTHD* apresentados para os dois conversores acionando uma máquina com ângulo $\alpha = 0$ reforçou se a tese de que o ângulo de defasagem da carga afeta o *WTHD* da tensão e o *THD* das correntes de fase.

6

ANÁLISE DE PERDAS NOS SEMICONDUTORES

6.1 Introdução

A análise de perdas permite determinar a eficiência energética dos conversores e o percentual de potência útil que pode ser entregue à carga. Neste capítulo as topologias $9S$ e $12S$ tem o seu desempenho analisado e comparado com relação às perdas de potência nos dispositivos semicondutores. A análise comparativa entre as topologias é realizada com os valores das perdas por chaveamento e por condução.

Basicamente, existem dois métodos distintos de estimação de perdas em dispositivos semicondutores:

- Modelo linear da chave: obtido a partir dos dados fornecidos nos catálogos de fabricantes, para uma dada temperatura de operação.
- Modelo estatístico da chave: obtido de um conjunto de medidas de perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores, a partir do tratamento estatístico dos dados.

O modelo utilizado para análise de perdas neste capítulo é obtido a partir de um conjunto de medidas de perdas instantâneas efetuadas no dispositivo semicondutor, como em (Dias et al., 2010). Com um método de regressão obtém-se uma aproximação das equações que regem o processo de perdas nas chaves. A chave utilizada no procedimento experimental foi

o IGBT com módulo dual CM50DY-24H (*POWEREX*) com drive *SKHI-10* (*SEMIKRON*).

As equações de perdas obtidas após o tratamento dos dados experimentais são:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + b(T_j)^d i_{cl}^2 + c(T_j)^f i_{cl}^3 \quad (6.1)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (6.2)$$

onde: P_{cd} e P_{ch} são os resultados de perdas por chaveamento e por condução respectivamente, T_j é a temperatura da junção, i_{cl} é a corrente do coletor, a , b , c , d , e , f , g e h são parâmetros obtidos via regressão numérica aplicada às medidas de perdas instantâneas.

O cálculo de perdas por condução na equação (6.1) depende apenas dos valores de corrente que atravessam as chaves do conversor, enquanto as perdas por chaveamento na equação (6.2) dependem dos valores de corrente que atravessam os dispositivos e das tensões aplicadas sobre os terminais das chaves.

6.1.1 Comparação entre as Topologias 9S e 12S

Nesta seção as duas topologias serão comparadas com relação ao nível de perdas nos dispositivos semicondutores. O fator de distribuição de roda livre, μ , é um fator de influência na quantidade de perdas por chaveamento, pois para valores específicos de μ , tais como $\mu = 0$, ou $\mu = 1$, alguns braços do conversor podem operar com frequência de chaveamento nula.

Embora para o conversor 12S a variação do fator de roda livre tenha um comportamento simétrico com relação ao ponto $\mu = 0,5$, esta simetria não é observada para o conversor 9S. Portanto as perdas serão calculadas para três valores do fator de distribuição de roda livre: $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$.

Na Tabela 6.1 são mostrados os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e perdas totais obtidos da topologia de 9 chaves em comparação com os valores obtidos com o conversor convencional 12S, quando os fatores de distribuição de roda livre apresentam valor fixo $\mu = 0$ e a máquina utilizada é assimétrica.

Na Tabela 6.2 um conjunto similar de resultados é apresentado, são exibidos os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais obtidos com a topologia 9S em

Table 6.1: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,85	5,15
$P_{ch}(W)$	7,63	16,45
$Totais(W)$	9,48	21,60

comparação com os valores obtidos com a topologia convencional 12S, quando o fator de distribuição de roda livre tem um valor $\mu = 0,5$ e a máquina utilizada é assimétrica.

Table 6.2: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0,5$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,86	4,26
$P_{ch}(W)$	8,82	12,66
$Totais(W)$	10,68	16,92

Para o caso em que o fator de roda livre assume o valor $\mu = 1,0$, os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais estão apresentados nas Tabelas 6.3. Como em todos os casos, as perdas são calculadas para a topologia 9S e para a topologia 12S. A máquina utilizada é assimétrica.

Table 6.3: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,87	4,24
$P_{ch}(W)$	7,61	11,79
$Totais(W)$	9,48	16,03

Os valores apresentados nas Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3 são referentes a um braço da topologia considerada. Para efeito de comparação os valores totais foram calculados e estão exibidos na Tabela 6.4.

Table 6.4: Perdas Totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$.

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$		$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P_{cd}(W)$	11,10	11,16	11,22	$P_{cd}(W)$	15,45	12,78	12,72
$P_{ch}(W)$	45,78	52,92	45,66	$P_{ch}(W)$	49,35	37,98	35,37
$Totais(W)$	56,88	64,08	56,88	$Totais(W)$	64,70	50,76	48,09

O mesmo procedimento de análise do cálculo de perdas é realizado para os dois conversores acionando uma máquina simétrica, assim sendo na Tabela 6.5 estão exibidos os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais. Na Tabela 6.5 o fator de distribuição de roda livre considerado é $\mu = 0$.

Table 6.5: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,86	4,44
$P_{ch}(W)$	7,66	18,39
$Totais(W)$	9,52	22,83

Utilizando um fator de distribuição de roda livre $\mu = 0,5$ em ambos os conversores e acionando uma máquina simétrica calculou-se os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e totais, os resultados estão exibidos nas Tabelas 6.6.

Table 6.6: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 0,5$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,86	4,42
$P_{ch}(W)$	8,79	19,94
$Totais(W)$	10,65	24,36

Por fim, utilizando um fator de distribuição de roda livre $\mu = 1$ aplicado em ambos os conversores e acionando uma máquina simétrica obtém-se os valores das perdas por condução (P_{cd}), chaveamento (P_{ch}) e perdas totais, os resultados estão apresentados na Tabela 6.7.

Ressaltando que os valores apresentados nas Tabelas 6.5, 6.6 e 6.7 são os valores de perdas para um braço apenas, na Tabela 6.8 são apresentados os valores totais de perdas para todos os dispositivos das topologias analisadas.

Table 6.7: Perdas por condução, chaveamento e totais da topologia convencional 12S e da topologia 9S. $\mu = 1$.

	12S	9S
$P_{cd}(W)$	1,86	4,41
$P_{ch}(W)$	7,66	18,56
$Totais(W)$	9,52	22,97

Table 6.8: Perdas Totais (a) Topologia convencional12S (b) 9S.

	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$		$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 1$
$P_{cd}(W)$	11,16	11,16	11,16	$P_{cd}(W)$	13,32	13,26	13,23
$P_{ch}(W)$	45,96	52,74	45,96	$P_{ch}(W)$	55,17	59,82	55,68
$Totais(W)$	57,12	63,80	57,12	$Totais(W)$	68,49	73,08	68,91

Como as perdas por chaveamento tem uma maior contribuição no valor total das perdas, analisou-se a quantidade de comutações sofridas pelos dispositivos de cada uma das topologias em um período da fundamental. Com relação a um braço do conversor a topologia 9S requer um número de comutações 20% maior que o total de comutações de um braço da topologia 12S. Em uma comparação geral as topologias apresentam praticamente o mesmo número de comutações, ou seja, apesar da topologia 9S utilizar um número menor de componentes eles estarão submetidos a um esforço de chaveamento maior, esse esforço pode ser responsável por reduzir a vida útil dos componentes além de corresponder a um aumento nas perdas.

6.1.2 Conclusão

Nesse capítulo foi feita uma análise das perdas por condução e por chaveamento nos dispositivos semicondutores.

Como esperado, a topologia 9S apresentou maiores perdas por braço em todos os casos estudados, pois a corrente que circula em alguns de seus dispositivos é cerca de 80% maior que a corrente que circula nos dispositivos da topologia 12S. Além disso possui mais dispositivos por braço e requer uma maior tensão de barramento. Quando se considerou as perdas totais

para todos os braços das topologias, acionando a máquina assimétrica e para alguns valores de μ , o conversor 9S apresentou menores perdas, é o caso de $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. Para $\mu = 1$, isso se deve a uma maior redução nas perdas por chaveamento, pois alguns braços do conversor operam, em determinados instantes, com frequência de chaveamento nula, esse resultado se repete para $\mu = 0$, mas apenas para o conversor 12S.

Os dois conversores apresentaram maiores valores de perdas quando se alterou o ângulo α das tensões de referência, porém o conversor 9S apresentou o pior desempenho quando acionando uma máquina simétrica, além dos motivos citados anteriormente, o conversor 9S requer uma maior tensão de barramento para acionar uma carga simétrica.

O melhor caso dentre os analisados, para $\alpha = 60^\circ$, equivale a $\mu = 0$. As topologias para este caso apresentam menores perdas, pois alguns braços do conversor operam, em determinados instantes, com frequência de chaveamento nula, porém o conversor 9S apresenta um valor 20% maior de perdas quando comparado com o conversor 12S.

A topologia 9S apresenta um total de comutações sofridas pelos dispositivos das estruturas praticamente igual ao da topologia 12S, apesar de possuir um menor número de chaves, isto indica que as chaves daquela topologia estarão submetidas a um maior esforço. Analisando o total de comutações por braço, estrutura 9S sofre um maior número de comutações quando comparada à topologia 12S

7

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

O acionamento de máquinas multifases (número de fases maior que três) utiliza uma maior quantidade de componentes que as topologias de acionamento trifásico, portanto é natural um aumento dos custos. Com o objetivo de reduzir custos pode se desenvolver topologias alternativas a partir da redução do número de componentes, porém essas modificações alteram o desempenho do sistema. Os níveis de tensão e corrente, a quantidade das componentes harmônicas, as perdas por bloqueio ou chaveamento etc, são algumas das grandezas que terão seu comportamento alterado com a introdução de novas topologias de acionamento multifases. Para o levantamento das condições de viabilidade do uso de uma destas topologias alternativas é necessário um estudo comparativo entre esta e uma das topologias que se destinam à mesma espécie de acionamento.

Do ponto de vista de cargas hexafásicas o método convencional de acionamento é uma estrutura composta por 12 dispositivos semi condutores, enquanto uma das topologias alternativas é constituída por apenas 9 dispositivos, para efeito de comparação do desempenho as duas estruturas serão testadas em um conjunto de simulações.

7.1 Análise das tensões e correntes sobre as chaves

As duas estruturas, conversor 9S e 12S, foram simuladas inicialmente quanto aos níveis de corrente de pico nas chaves e a seguir simuladas com relação aos níveis de tensão sobre a chave. Para testar os níveis de corrente de pico considerou-se um conjunto de simulações com a alteração do fator de potência da carga, para cada uma das condições mediu-se os níveis de corrente nas chaves. Para todos os testes foi utilizada uma carga RL de $1kVA$. A tensão eficaz de fase V_m nos terminais da carga foi mantida em um mesmo nível (150V) para todos os casos simulados.

Apresenta-se na Tabela 7.1 as amplitudes de corrente nas chaves I_s para o conversor 12S, considerando o ângulo de defasamento entre as tensões de referência $\alpha = 30^\circ$, enquanto na Tabela 7.2 são apresentados os níveis de corrente nas chaves do conversor 9S para a mesma condição, $\alpha = 30^\circ$.

Table 7.1: Níveis de correntes nas chaves do conversor 12S para diferentes fatores de potência e $\alpha = 30$.

	$\cos(\phi) = 0,9$	$\cos(\phi) = 0,85$	$\cos(\phi) = 0,8$	$\cos(\phi) = 0,75$
i_{q1} (pu)	1,0	1,0	1,0	1,0
i_{q2} (pu)	1,0	1,0	1,0	1,0

Table 7.2: Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 9S para diferentes fatores de potência e $\alpha = 30$.

	$\cos(\phi) = 0,9$	$\cos(\phi) = 0,85$	$\cos(\phi) = 0,8$	$\cos(\phi) = 0,75$
i_{q1} (pu)	1,84	1,83	1,83	1,83
i_{qa} (pu)	1,0	1,0	1,0	1,0
i_{q2} (pu)	1,84	1,83	1,83	1,83

Um conjunto semelhante de resultados de simulação foi obtido para um ângulo entre tensões de referência de $\alpha = 60^\circ$. As amplitudes de corrente nas chaves foram obtidas para uma tensão eficaz de fase de 150V aplicada sobre os terminais da carga RL. Apresenta-se na Tabela 7.3 os valores de corrente (pu) associados aos respectivos valores do fator de potência da carga, nesta Tabela os dados foram obtidos com o conversor 12S, enquanto na Tabela 7.4 são apresentados os níveis de corrente nas chaves do conversor 9S quando o ângulo $\alpha = 60$.

Table 7.3: Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 12S para diferentes fatores de potência $\alpha = 60$.

	$\cos(\phi) = 0,9$	$\cos(\phi) = 0,85$	$\cos(\phi) = 0,8$	$\cos(\phi) = 0,75$
i_{q1}	1,0	1,0	1,0	1,0
i_{q2}	1,0	1,0	1,0	1,0

Table 7.4: Amplitudes de correntes nas chaves do conversor 9S para diferentes fatores de potência $\alpha = 60$.

	$\cos(\phi) = 0,9$	$\cos(\phi) = 0,85$	$\cos(\phi) = 0,8$	$\cos(\phi) = 0,75$
i_{q1}	1,80	1,82	1,79	1,80
i_{qa}	1,0	1,0	1,0	1,0
i_{q2}	1,80	1,82	1,79	1,80

Para uma mesma condição de carga, como por exemplo o caso $\cos(\phi) = 0.9$ e analisando-se os níveis de corrente conclui-se que é necessário um redimensionamento das chaves q_1 e q_2 do conversor 9S, para um aumento de corrente de cerca de 80% quando comparado ao conversor 12S. Este aumento está intrinsicamente ligado ao modo de funcionamento do conversor 9S, na Tabela 7.5 estão exibidos os possíveis estados de chaveamento da estrutura, observa-se que para os estados 1 e 2 descritos na Tabela, as chaves q_1 e q_2 são acionadas em conjunto com a chave q_a , portanto conduzem corrente para duas fases da carga.

Table 7.5: Estados possíveis de chaveamento do conversor 9S.

Estado de chaveamento	q_1	\bar{q}_a	\bar{q}_2	v_{10}	v_{20}
1	1	1	0	$E/2$	$E/2$
2	0	1	1	$-E/2$	$-E/2$
3	1	0	1	$E/2$	$-E/2$

Por fim, na Tabela 7.6 estão dados os valores de tensão reversa sobre os terminais da chave durante a operação do conversor 12S. Para o conversor 9S os valores de tensão reversa aplicado sobre os terminais das chaves estão apresentado na Tabelas 7.7. Nas Tabelas E é a tensão do barramento necessária para se aplicar a tensão na carga.

Para se obter uma mesma tensão média na carga, o conversor 9S necessita de uma maior tensão de barramento que o conversor 12S devido às restrições de chaveamento impostas

Table 7.6: Tensões reversas aplicadas nas chaves do conversor 12S.

	$\alpha = 30$	$\alpha = 60$
v_{q1}	E	E

Table 7.7: Tensões reversas aplicadas nas chaves do conversor 9S.

	$\alpha = 30$	$\alpha = 60$
v_{q1}	1,35E	1,5E
v_{qa}	1,35E	1,5E

pela estrutura do conversor 9S. As referências de tensão para o conjunto trifásico superior devem ser maiores ou iguais às do conjunto trifásico inferior, sob pena de curto circuitar o barramento. Este deslocamento (*offset*) introduzido nas referências de tensão depende do ângulo α entre as tensões de fase da carga. O índice de modulação para o conversor 9S dependerá do deslocamento entre os dois conjuntos de tensões de referência.

Com relação a tensão sobre os terminais da chaves, todas as três chaves de cada braço do conversor 9S suportam maior tensão reversa. Para garantir que a mesma tensão seja aplicada na carga, as chaves do conversor 9S deverão ser redimensionadas quando comparada às da topologia de 12 chaves.

7.2 Conversor 9S e 12S Acionando a Máquina Hexafásica

As configurações 9S e 12S foram estudadas por simulação. Ambas foram aplicadas no acionamento da máquina hexafásica (simétrica e assimétrica). As simulações foram obtidas com o programa MATLAB®.

O primeiro conjunto de resultados foi obtido em malha aberta. A técnica empregada para modular tais conversores foi o PWM senoidal. Para todos os casos simulados, considerou-se um barramento CC, livre de perturbações e fornecendo à carga toda tensão necessária. Os resultados são exibidos para o caso em que o sistema opera em regime permanente, não sendo considerados os efeitos transitórios.

Utilizou-se os parâmetros de uma máquina hexafásica utilizada no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM), da Universidade Federal de Campina Grande.

Os parâmetros estão listados na Tabela 7.8:

Table 7.8: Dados gerais de simulação.

Parâmetros do modelo
$r_s = 3,00\Omega$
$r_r = 2,987\Omega$
$l_m = 0,599mH$
$l_s = 0,614mH$
$l_r = 0,614mH$
$p = 2$
Frequência de Chaveamento (f_s): 10kHz
Frequência da Rede (f_m): 60 Hz

onde: r_s é a resistência estatórica, r_r resistência rotórica, l_m é a indutância mútua entre rotor e estator, l_s e l_r são respectivamente indutâncias do estator e do rotor, e p número de pares de pólos.

7.3 Resultados de Simulação

7.3.1 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 12S

Apresenta-se na figura 7.1(a) a tensão média em uma das fases e na figura 7.1(b) as seis tensões de fase média. Na figura 7.1(c) estão exibidas as correntes i_1 , i_3 e i_5 da máquina, para um dos conjuntos trifásicos do conversor. Na figura 7.7(c) são exibidas as seis correntes que circulam na máquina, enquanto na figura 7.1(e) observa-se a tensão instantânea de fase v_1 e na figura 7.1(f) é exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

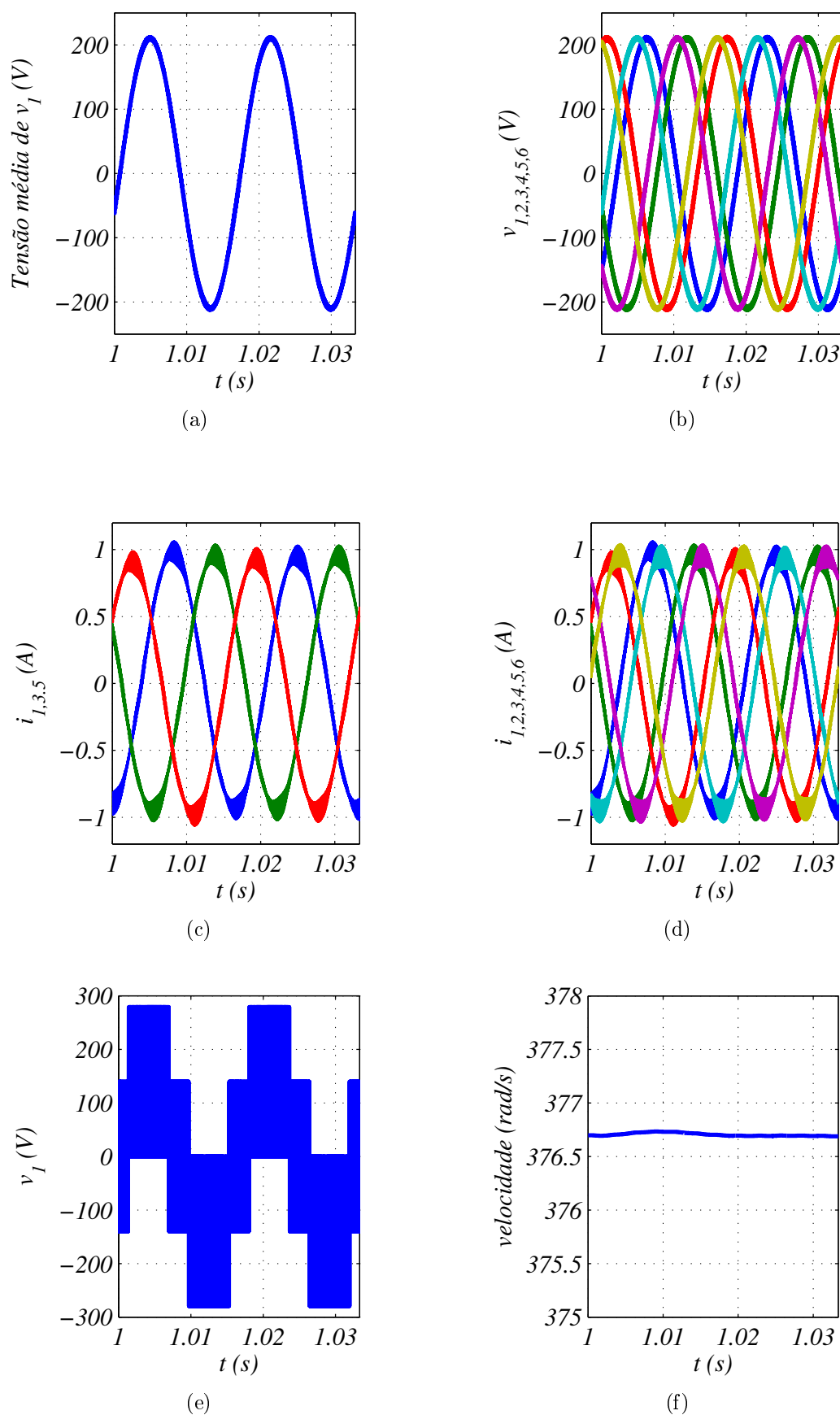


Figure 7.1: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões médias aplicadas na carga. (c) Correntes na máquina (i_1 , i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1 , i_2 e i_3 , i_4 , i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.

7.3.2 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S

Um conjunto similar de resultados foi obtido com a simulação da topologia 9S. Observa-se na figura 7.2: A tensão de fase média na figura 7.2(a) e em 7.2(b) estão exibidos as seis tensões de fase para a máquina (v_1, v_3 e v_5, v_2, v_4 e v_6). Mostra-se na figura 7.2(c) as correntes (i_1, i_3 e i_5) da máquina, enquanto na figura 7.2(d) estão exibidas as seis correntes de fase para a máquina. Mostra-se na figura 7.2(e) a tensão instantânea de fase v_1 e em 7.2(f) está exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

7.3.3 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa

Mostra-se na figura 7.3 um conjunto de resultados para a topologia 9S utilizando a técnica de modulação alternativa descrita em 3. Nos resultados considerou-se $\mu_1 = 1$ e o valor adequado de μ_2 é calculado pelo algoritmo descrito no capítulo 3. Observa-se na figura 7.3(a) a tensão média em uma das fases, enquanto em 7.3(b) estão exibidas as seis tensões fase médias. As correntes i_1, i_3 e i_5 da máquina estão apresentadas na figura 7.3(c). Na figura 7.5(d) mostra-se as correntes nos terminais da carga. A figura 7.3(e) está exibido a tensão instantânea de fase e na figura 7.3(f) é exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

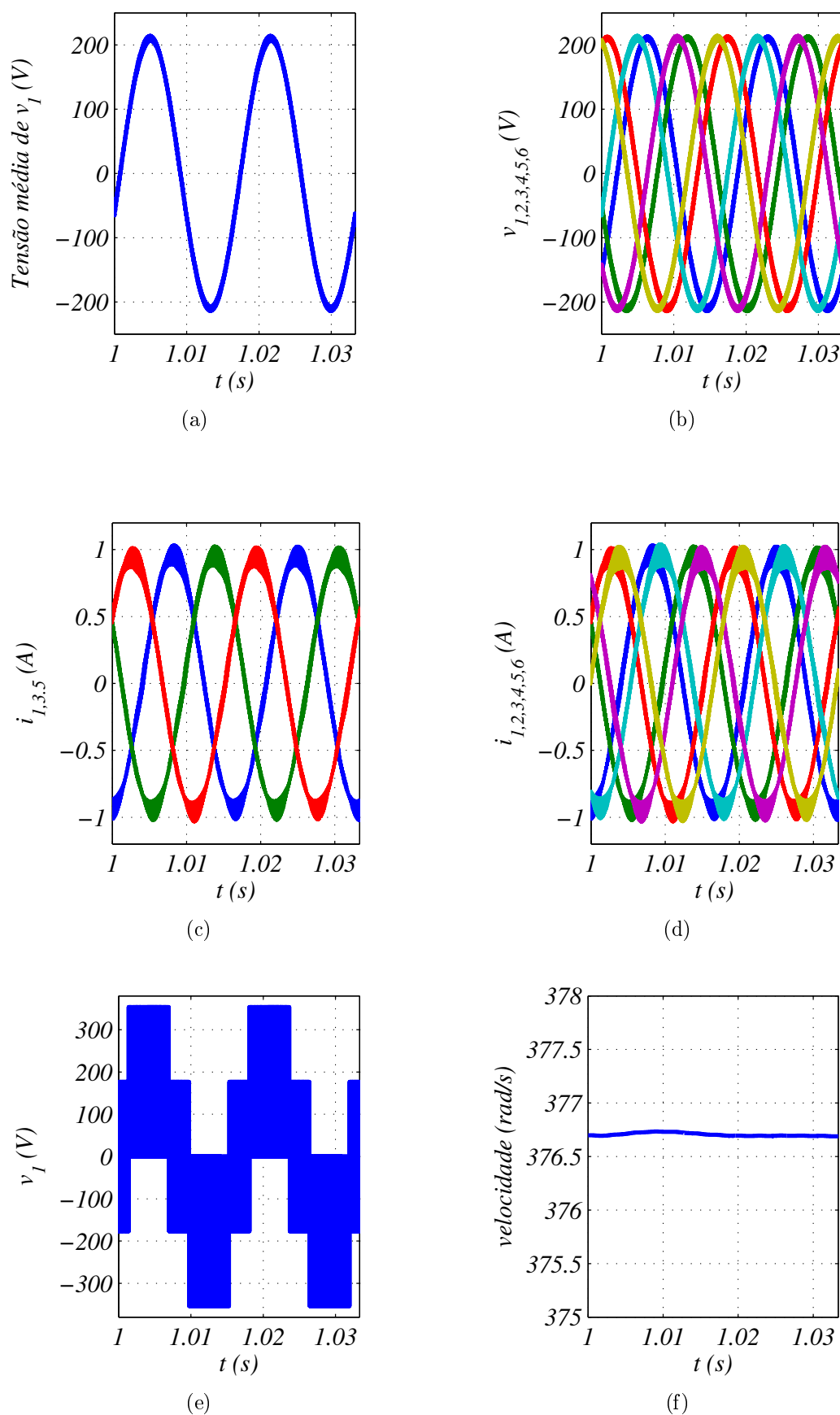


Figure 7.2: Resultados de simulação dinâmica para a topologia $9S$ $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões médias para as seis fases (c) Correntes na máquina (i_1 , i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1 , i_2 e i_3 , i_4 , i_5 e i_6). (e) Tensão de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.

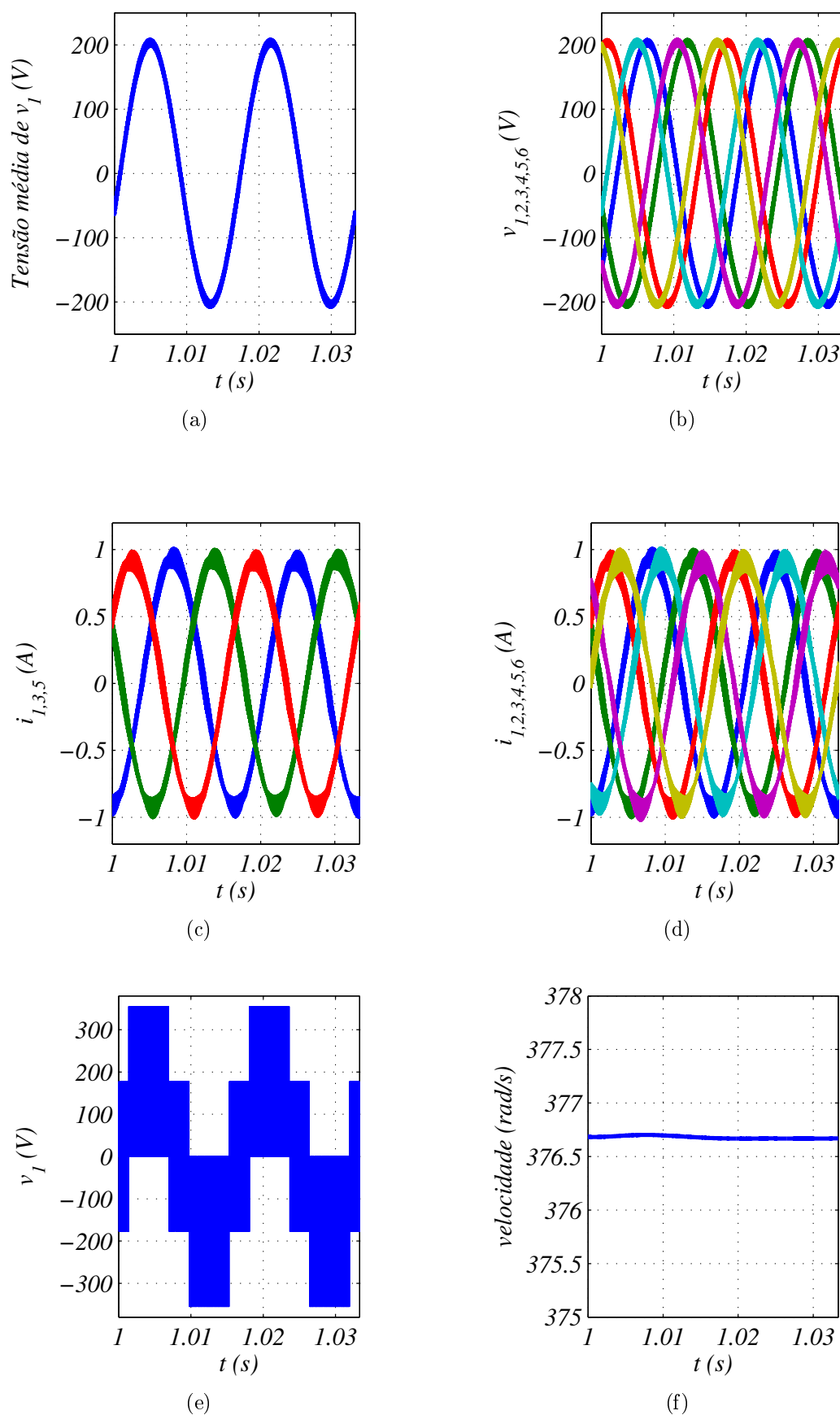


Figure 7.3: Resultados de simulação para a topologia 9S $\alpha = 30^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média (v_1). (b) Tensões de fase (v_1, v_2, v_3, v_4, v_5 e v_6). (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase. (f) Velocidade da máquina.

7.3.4 Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 12S

Apresenta-se na figura 7.4(a) a tensão média em uma das fases de uma máquina simétrica ($\alpha = 60^\circ$), enquanto na figura 7.4(b) observa-se as tensões de fase médias nos terminais da máquina. Na figura 7.4(c) observa-se as correntes de fase na máquina i_1 , i_3 e i_5 . Na figura 7.4(d) são exibidas as seis correntes que circulam na máquina. A tensão instantânea de fase v_1 está exibida em 7.4(e) e na figura 7.1(f) é exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

7.3.5 Máquina hexafásica Simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S

Mostra-se na figura 7.5 os resultados de simulação para o conversor 9S, o conjunto de resultados é similar ao da figura 7.4. Observa-se em 7.5(a) a tensão de fase média (v_1), enquanto na figura 7.5(b) estão exibidas as tensões de fase médias i_1 , i_3 , i_5 e i_1 , i_4 e i_6 da máquina. Na figura 7.5(c) estão exibidas as correntes de fase i_1 , i_3 e i_5 para um dos conjuntos trifásicos da máquina. Na figura 7.5(d) estão exibidas as seis correntes de fase para a máquina, na figura 7.5(e) mostra-se a tensão instantânea de fase da máquina e em 7.5(f) está exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

7.3.6 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa

Para o segundo caso, com $\alpha = 60^\circ$, o procedimento para definição de μ_1 e μ_2 é semelhante ao caso anterior. Define-se $\mu_1 = 1$ e o algoritmo calcula um valor de μ_2 que satisfaça a restrição do conversor. Os resultados de simulação, utilizando a topologia 9S, encontram-se na figura 7.6.

Na figura 7.6(a) tem-se a tensão média em uma das fases. Na figura 7.6(b) estão exibidas as seis tensões médias nos terminais da máquina. Exibe-se na figura 7.6(c) as correntes i_1 , i_3 e i_5 da máquina, para um dos conjuntos trifásicos. Na figura 7.6(d) estão exibidas as seis correntes de fase para a máquina. Na figura 7.6(e) observa-se a tensão de fase nos terminais da máquina e em 7.6(f) está exibido o valor de regime permanente da velocidade da máquina.

Novamente se observa a necessidade de uma maior tensão de barramento para o conversor

9S quando comparado com o conversor tradicional. Neste caso, $\alpha = 60^\circ$, as tensões de barramento são maiores que no caso $\alpha = 30^\circ$, porque o deslocamento adicionado às tensões de referência depende diretamente do ângulo α da carga, (neste caso $\alpha = 60^\circ$) e o deslocamento necessário é maior, limitando assim a capacidade de uso do barramento.

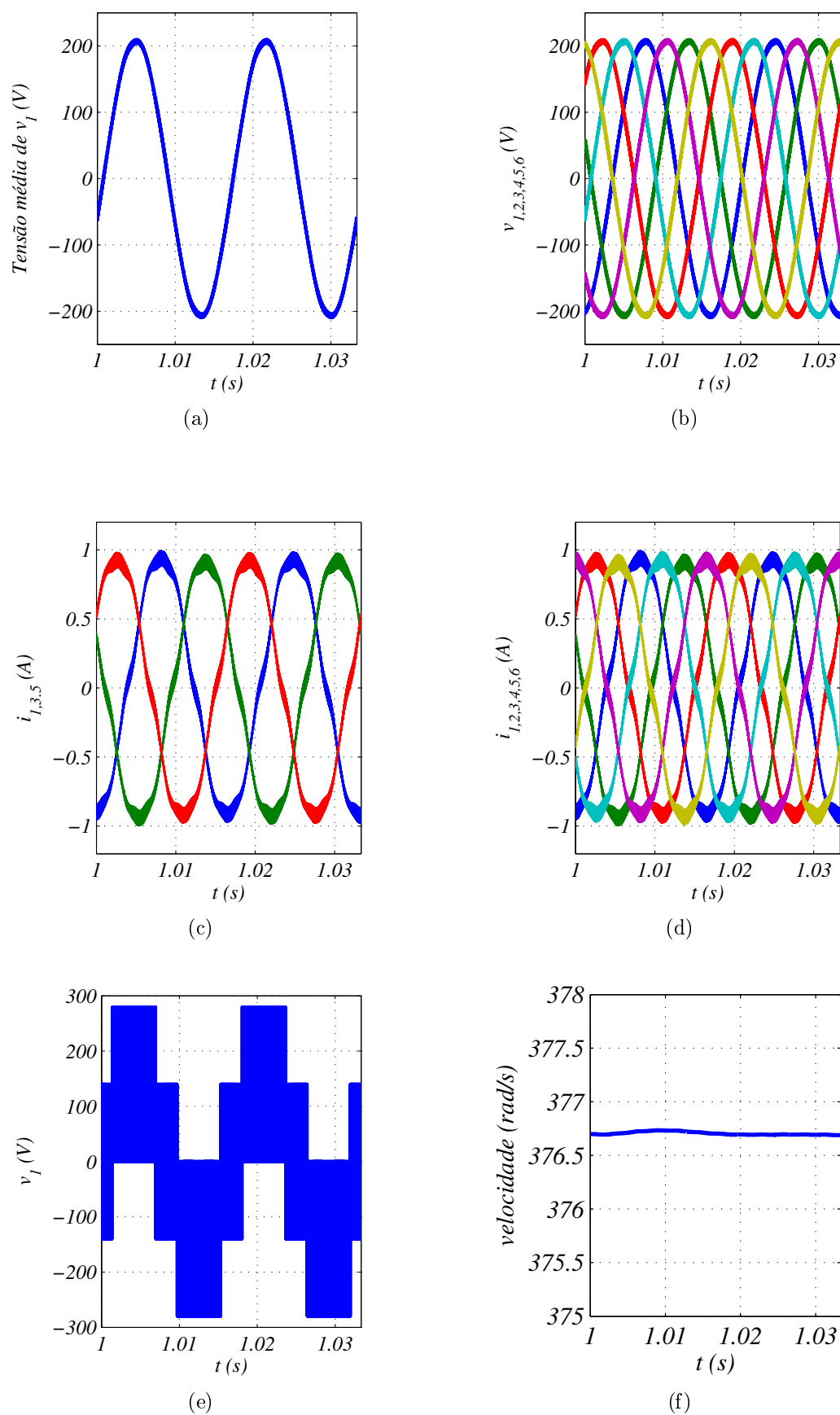


Figure 7.4: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Tensões de fase nos terminais da máquina. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.

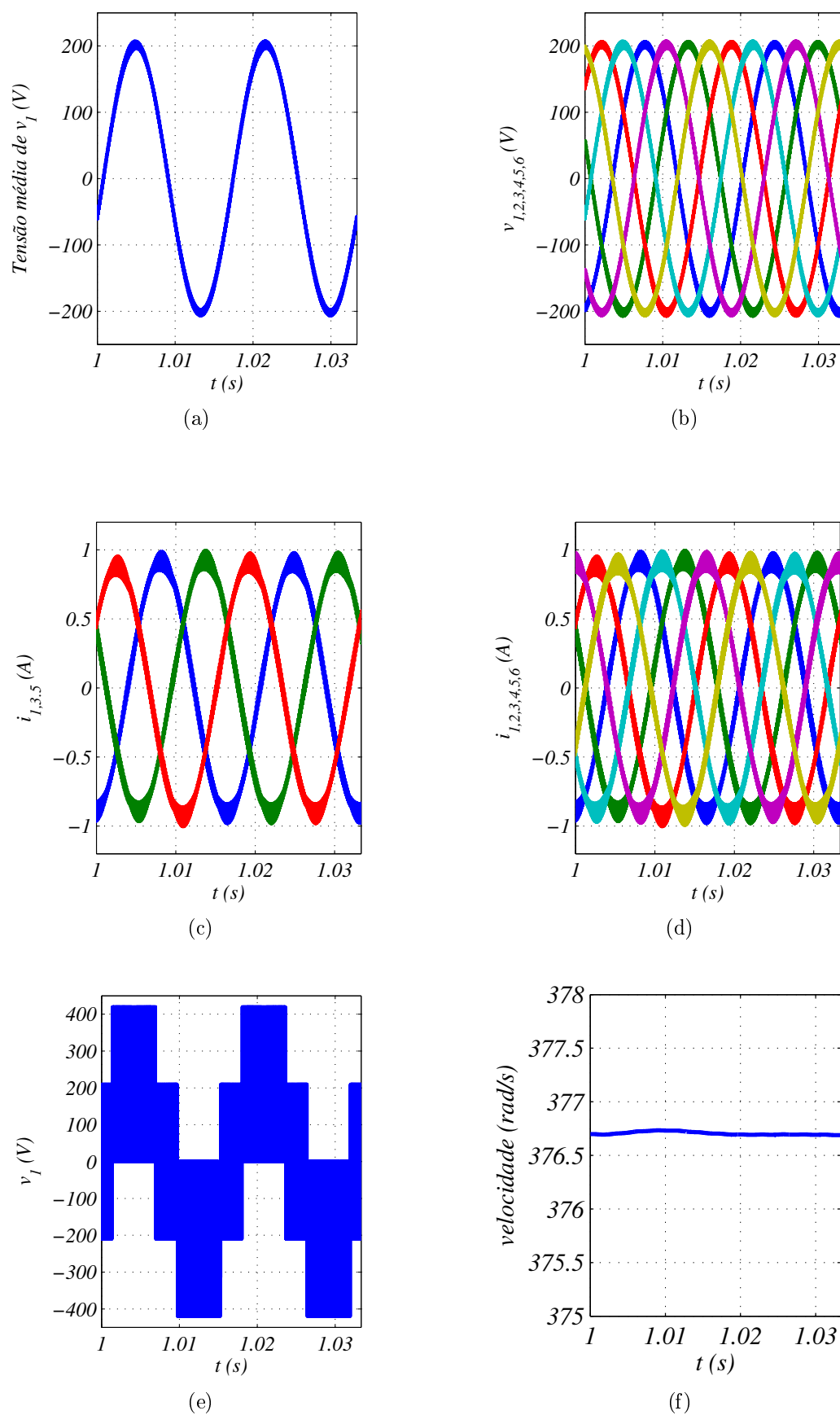


Figure 7.5: Resultados de simulação dinâmica para a topologia $9S$ $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Tensões de fase nos terminais da máquina. (c) Correntes na máquina (i_1 , i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1 , i_2 , i_3 , i_4 , i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.

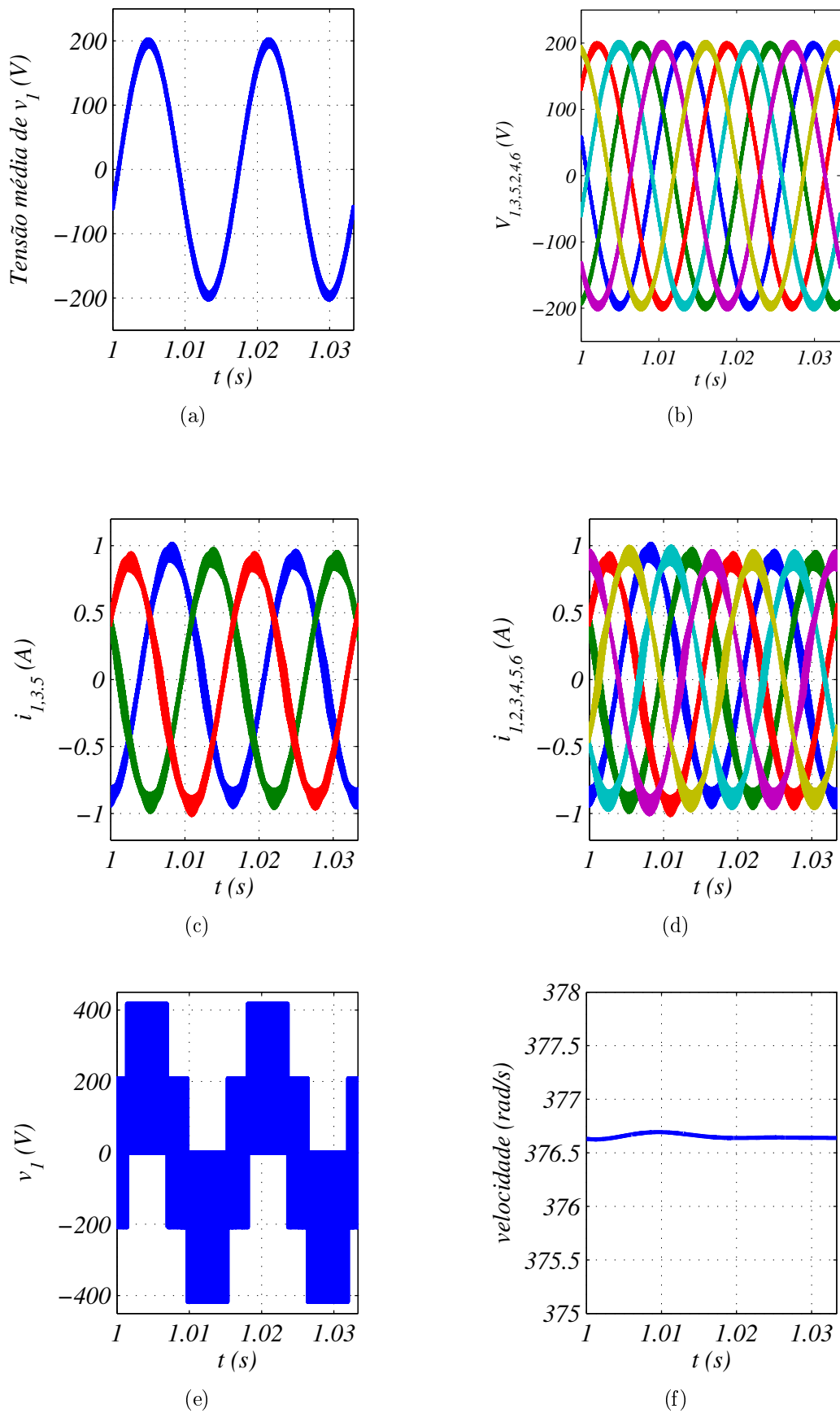


Figure 7.6: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha aberta (a) Tensão de fase média. (b) Tensões de fase médias. (c) Correntes na máquina (i_1, i_3 e i_5). (d) Correntes na máquina (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (e) Tensão instantânea de fase v_1 . (f) Velocidade da máquina.

7.4 Resultados de Simulação em Malha Fechada

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação dinâmica, com aplicação de uma estratégia de controle do fluxo rotórico. Esta estratégia de controle aplicada nas máquinas hexafásicas utilizando as topologias $9S$ e $12S$. A velocidade de referência adotada no controle foi de 370rad/s .

7.4.1 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - Conversor $12S$

As curvas apresentadas são: tensão de fase média, corrente de fase da máquina, para um dos conjuntos de bobinas assim como as respectivas referências. Ainda como resultados são apresentados a velocidade de referência e a velocidade medida da máquina e as correntes para as seis fases da máquina.

Os resultados de simulação utilizando a topologia $12S$ encontram-se na figura 7.7. Para o primeiro caso o ângulo de defasagem entre as bobinas é $\alpha = 30^\circ$. Na figura 7.7(a) tem-se a tensão de fase média. Na figura 7.7(b) estão exibidas as correntes i_1 , i_3 e i_5 da máquina, assim como as respectivas correntes de referência. Na figura 7.7(b) estão exibidas as seis correntes i_1 , i_3 e i_5 , i_2 , i_4 e i_6 da máquina e por fim em 7.7(d) estão exibidos os valores de referência e real da velocidade da máquina.

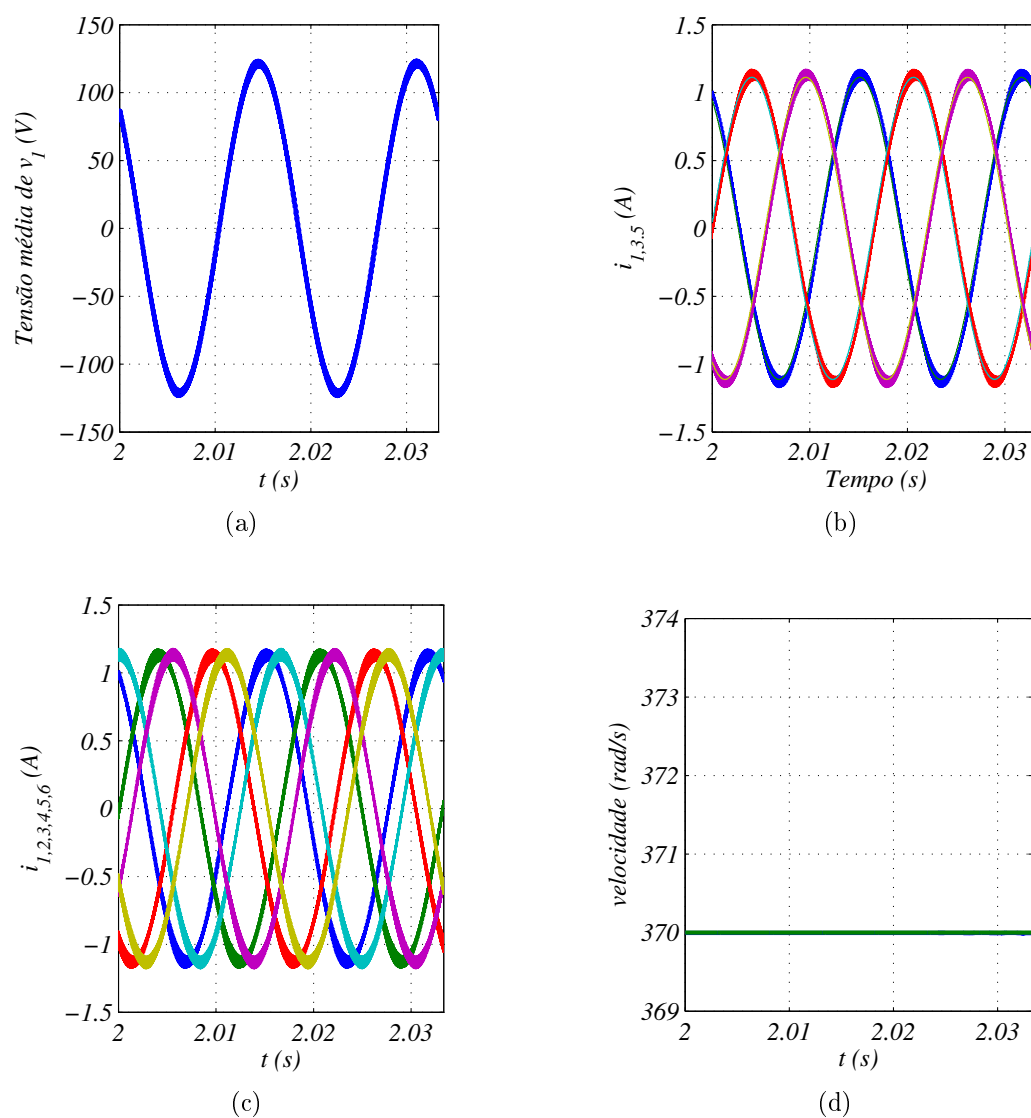


Figure 7.7: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina referência e real.

7.4.2 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S

Um conjunto similar de resultados foi obtido para uma máquina assimétrica. Como no caso anterior a malha foi fechada aplicando-se a estratégia de controle de fluxo rotórico. Os resultados estão exibidos na figura 7.8. A tensão média em uma das fases está apresentada na figura 7.8(a). Em 7.8(b) observa-se as correntes de fase do conjunto de bobinas 135 da máquina, assim como as correntes de referência, nesse caso pode-se observar, que o controlador

de corrente está sintonizado de tal modo que as correntes reais estão seguindo as referências impostas. Na figura 7.8(c) estão exibidas as seis correntes de fase i_1, i_3, i_5 e i_2, i_4, i_6 da máquina e em 7.8(d) está exibido o valor de regime da velocidade da máquina assim como o valor de referência imposto pelo controlador de velocidade, neste caso observa-se que a velocidade real segue a referência.

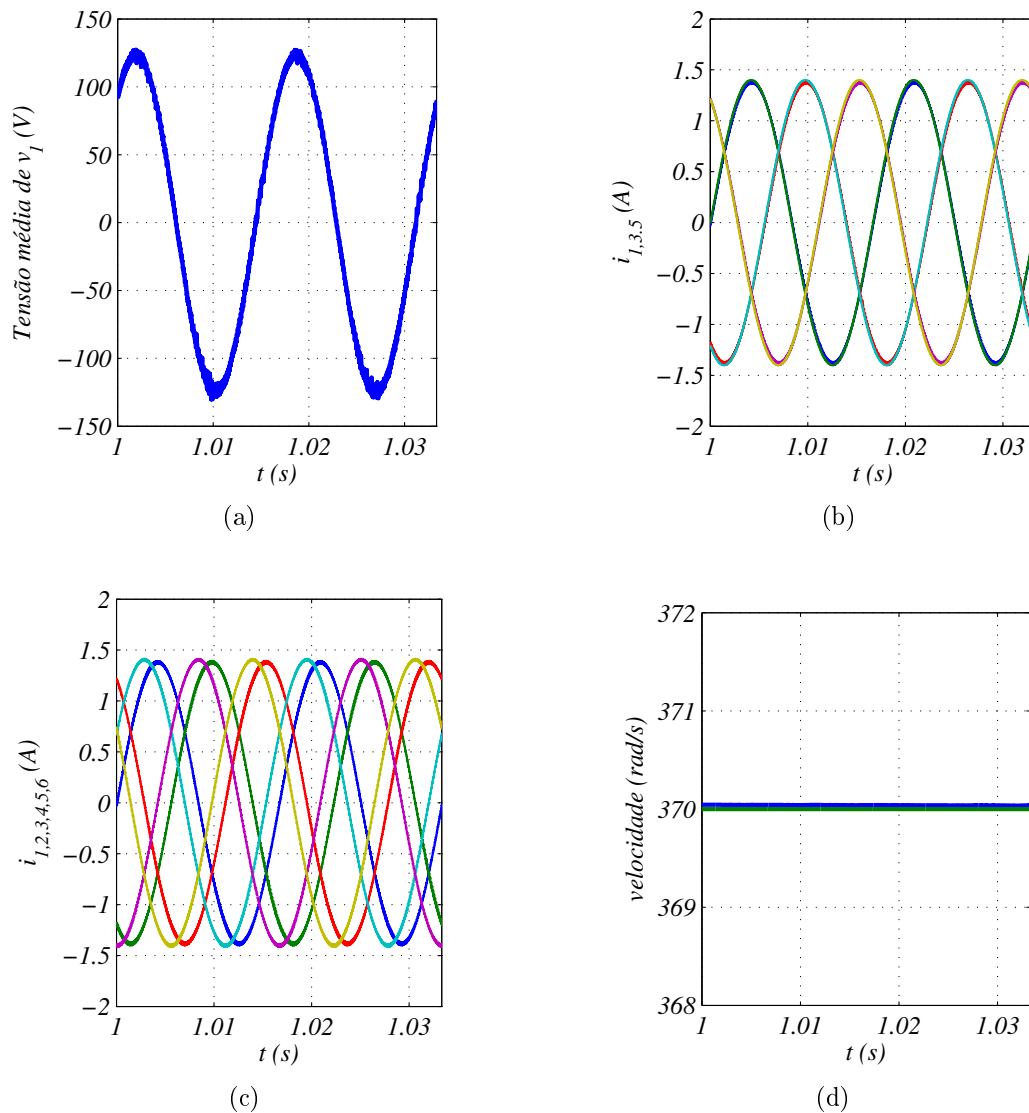


Figure 7.8: Resultados de simulação dinâmica para a topologia $9S$ $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina (referencia e real).

7.4.3 Máquina hexafásica assimétrica: $\alpha = 30^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa

Na figura 7.9 tem-se exibido um conjunto de resultados para o conversor 9S. A técnica de controle também se aplica à estratégia de modulação alternativa, mesmo com as restrições impostas, ressalta-se apenas um maior esforço computacional para aplicação da técnica de controle aliado ao algoritmo de escolha do valor de μ . A figura 7.9(a) exibe a curva de tensão em uma das fases, enquanto a figura 7.9(b) estão exibidas as correntes i_1 , i_3 e i_5 da máquina, para um dos conjuntos trifásicos assim como as respectivas referências. Na figura 7.9(c) estão exibidas as seis correntes de fase para a máquina e na figura 7.9(d) está exibidos os valores da velocidade da máquina real e da respectiva referência.

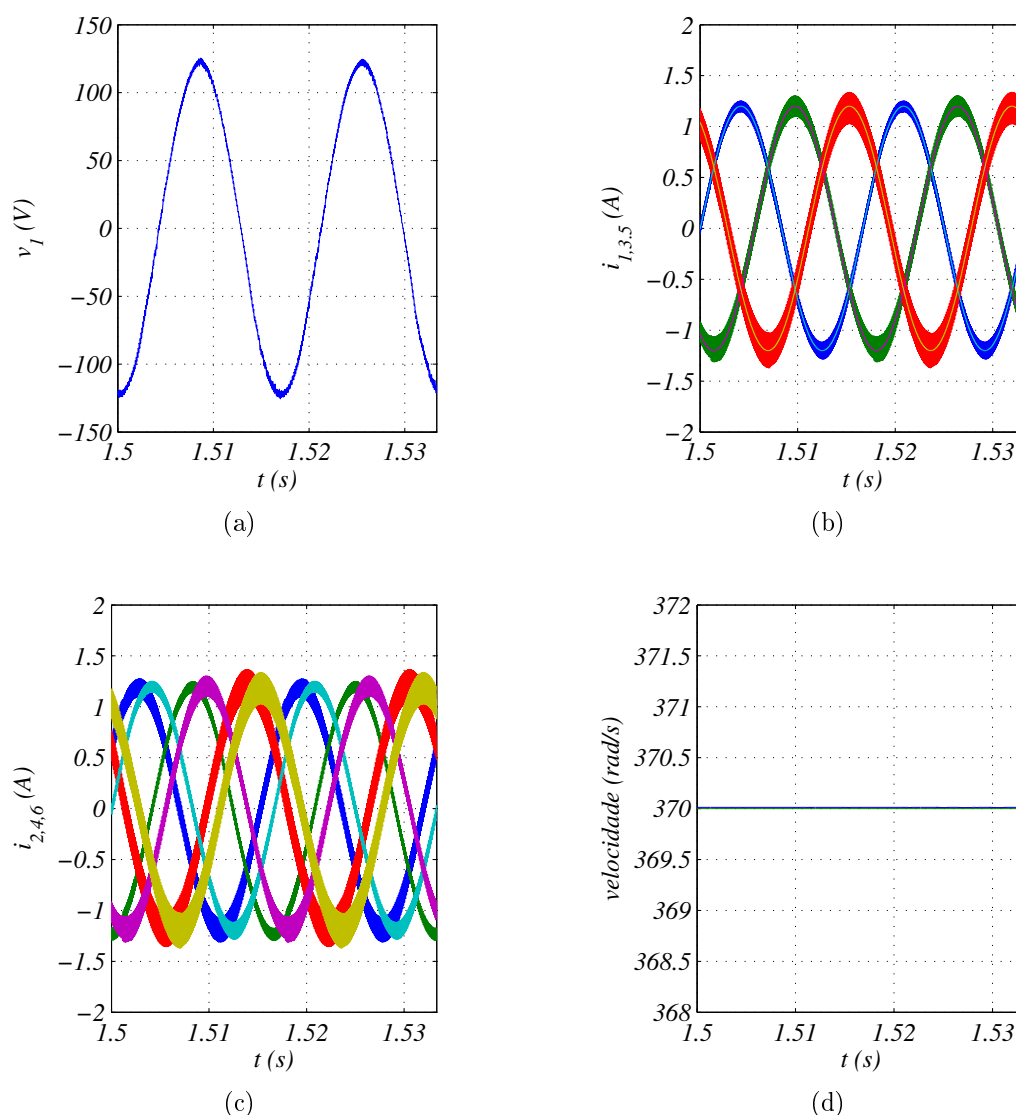


Figure 7.9: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S Modulação alternativa $\alpha = 30^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Corrente de fase (i_1 , i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1 , i_2 , i_3 , i_4 , i_5 e i_6) (d) Velocidade da máquina.

7.4.4 Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 12S

As duas topologias foram simuladas também acionando uma máquina simétrica. Os resultados de simulação utilizando a topologia 12S encontram-se na figura 7.10. Na figura 7.10(b) estão exibidas as correntes i_1 , i_3 e i_5 da máquina, assim como as respectivas correntes de referência e pode ser observado que as correntes reais seguem as referências. Na figura 7.10(c) estão exibidas as seis correntes de fase da máquina. Em 7.10(d) estão exibidos os valores de

referência e real da velocidade da máquina.

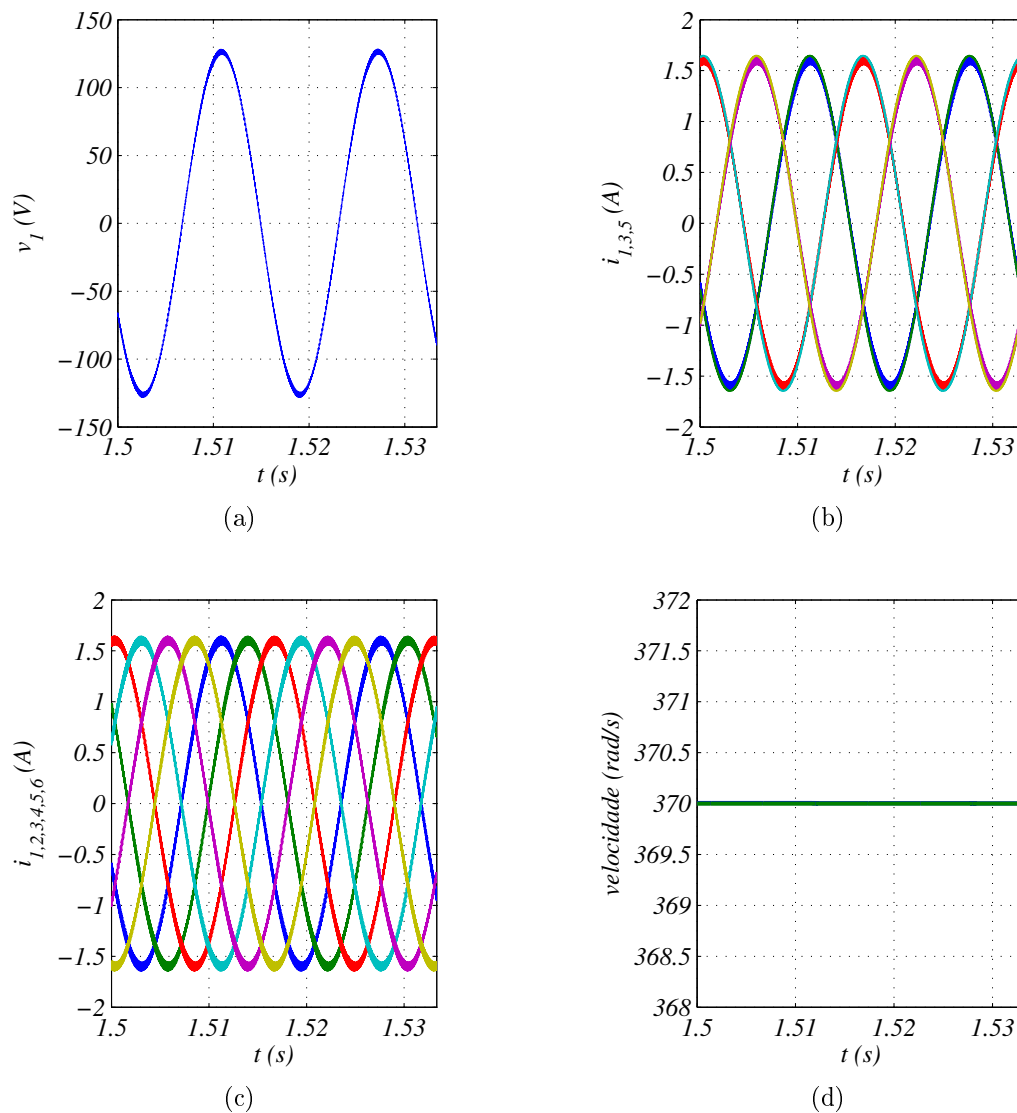


Figure 7.10: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 12S $\alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1 , i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1 , i_2 , i_3 , i_4 , i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina real e de referência.

7.4.5 Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S

Para a máquina simétrica também foram obtidos resultados de simulação dinâmica para a estratégia de controle do fluxo rotórico. Os resultados obtidos estão apresentados na figura 7.11. Para esta figura tem-se especificados as seguintes variáveis: Na figura 7.11(a) está exibida a tensão média para uma das fases. As correntes de fase i_1 , i_3 e i_5 da máquina estão

exibidas na figura 7.11(b), nesta figura também são apresentadas as referências de corrente. Em 7.11(c) estão exibidas as seis correntes i_1, i_3, i_5 e i_2, i_4, i_6 da máquina e por fim em 7.11(d) está exibido o valor de regime da velocidade da máquina.

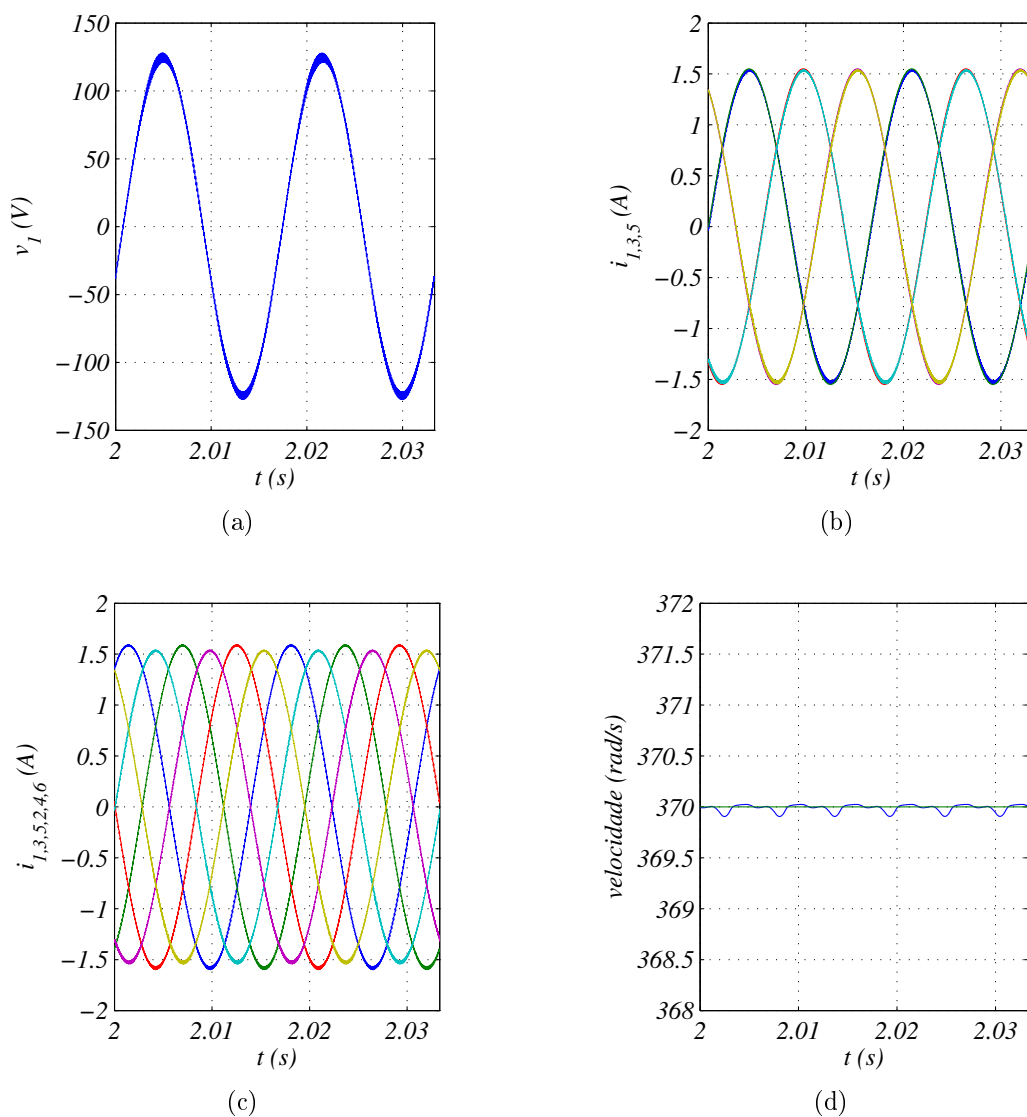


Figure 7.11: Resultados de simulação dinâmica para a topologia $9S \alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Correntes de fase (i_1, i_3 e i_5). (c) Correntes de fase (i_1, i_2, i_3, i_4, i_5 e i_6). (d) Velocidade da máquina.

7.4.6 Máquina hexafásica simétrica: $\alpha = 60^\circ$ - conversor 9S - Modulação alternativa

Na figura 7.12 está exibido um conjunto de resultados utilizando a modulação alternativa. Na figura 7.12(a) tem-se exibida a curva de tensão média em uma das fases da máquina. Na

figura 7.12(b) observa-se as correntes de fase de um conjuntos trifásicos 135, enquanto na figura 7.12(c) são exibidas as seis correntes de fase da máquina e por último em 7.12(d) está exibido o valor de regime da velocidade da máquina assim como o valor da velocidade de referência.

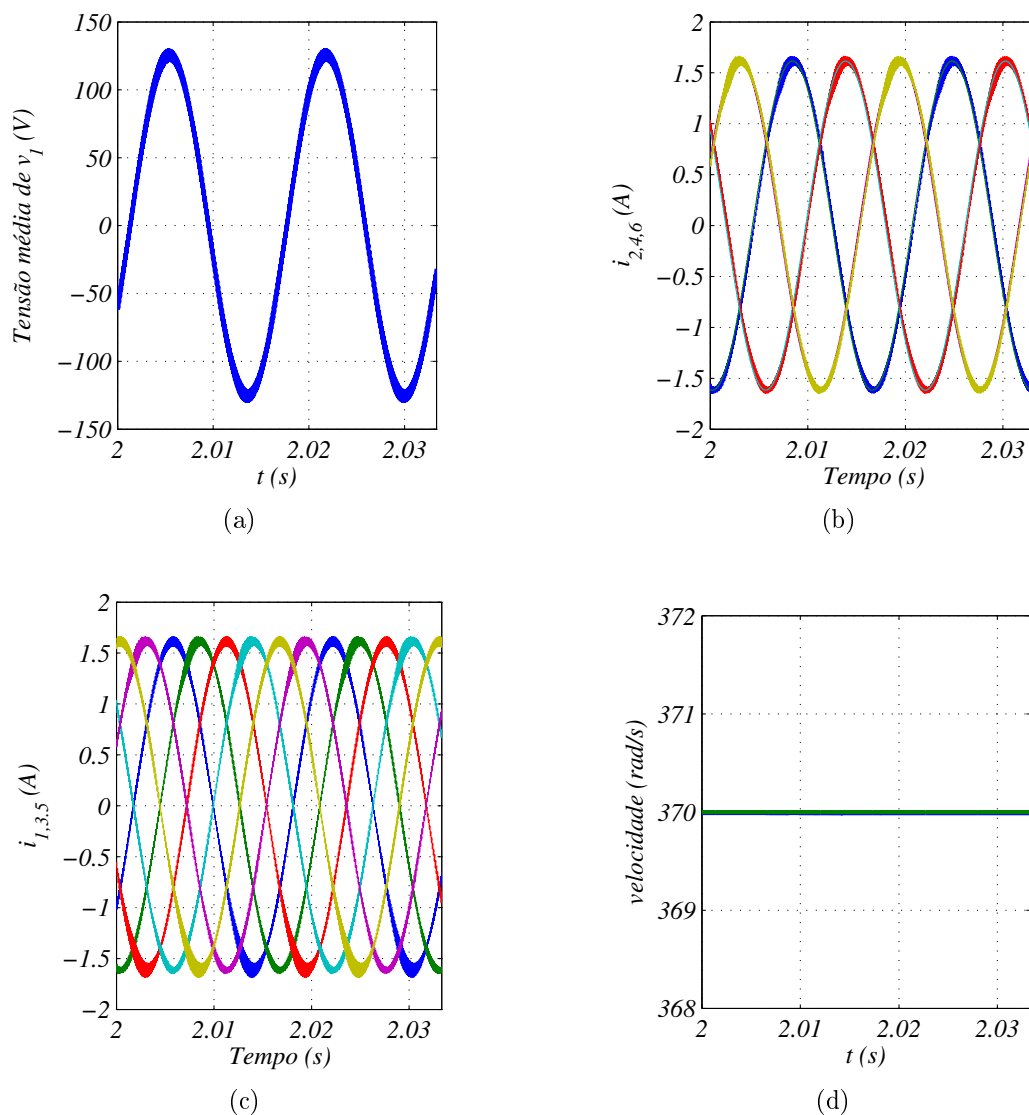
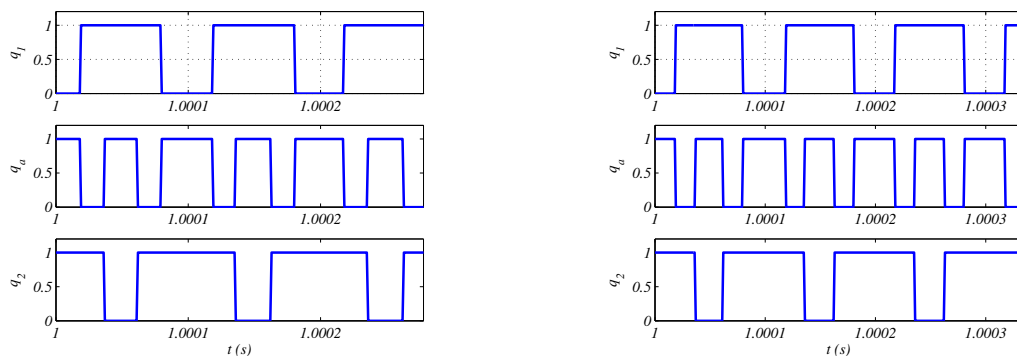


Figure 7.12: Resultados de simulação dinâmica para a topologia 9S $\alpha = 60^\circ$ - malha fechada (a) Tensão de fase média v_1 . (b) Corrente de fase i_1 , i_3 e i_5 . (c) Correntes na máquina i_1 , i_3 , i_5 , i_2 , i_4 e i_6 . (d) Velocidade da máquina.

7.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO-PULSOS

O conversor 9S possui 3 chaves por braço, o chaveamento para acionar cada braço deve ser feito de modo que se elimine a possibilidade de curto circuito do barramento. O curto ocorre quando se aciona as 3 chaves de um braço ao mesmo tempo, este estado de chaveamento, três chaves ligadas ao mesmo tempo, deve ser eliminado. Com a utilização do operador lógico *ou exclusivo* sobre os sinais que acionam as chaves das extremidades q_1 e q_2 obtem-se o sinal que acionará a chave do meio q_a , desse modo elimina-se o estado de chaveamento que causa o curto.

Os pulsos que acionam as chaves foram obtidos por simulação. Na figura 7.13 estão exibidos os sinais dos pulsos que acionam um braço da topologia 9S em dois momentos distintos. Observa-se que o sinal que aciona a chave obedece à lógica do ou exclusivo.



(a) Pulsos (q_1 , q_a e q_2), na ordem, de cima para baixo

(b) Pulsos (q_1 , q_a e q_2) na ordem, de cima para baixo

Figura 7.13: Resultados de simulação. (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2)

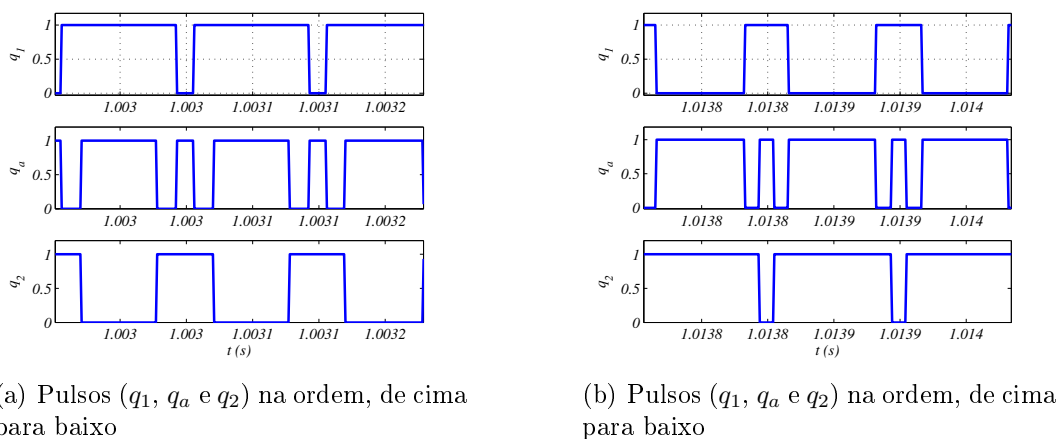


Figura 7.14: Resultados de simulação (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2)

7.6 Resultados Experimentais

O conversor 9S foi montado empregando dispositivos de potência SEMIKRON - IGBTs, com drives dedicados (SKHI23). Um DSP- 28335 foi utilizado para geração dos sinais de gatilho. Na figura 7.15 estão exibidos os sinais de gatilho para acionamento das 3 chaves de um braço do conversor 9S. Observa-se na figura que o sinal do meio q_a é resultado da aplicação da lógica XOR aos sinais q_1 e q_2 .

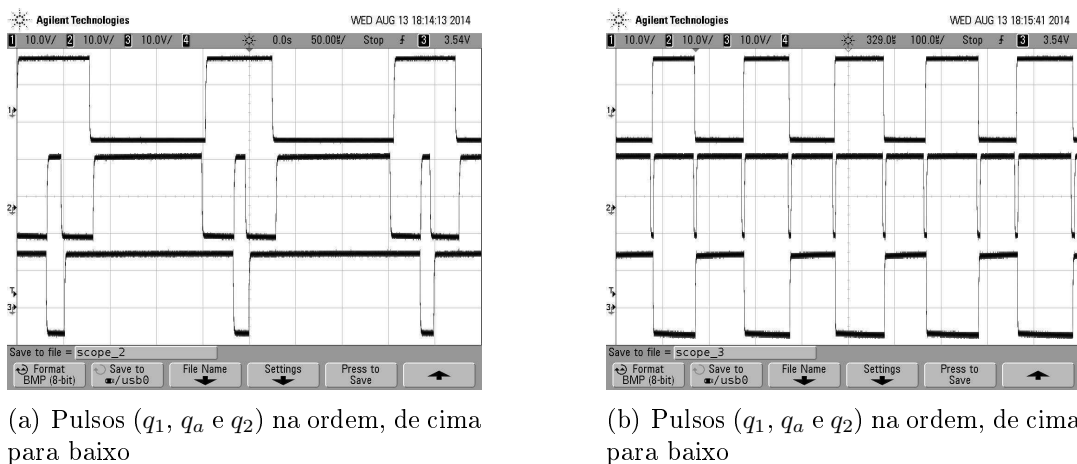
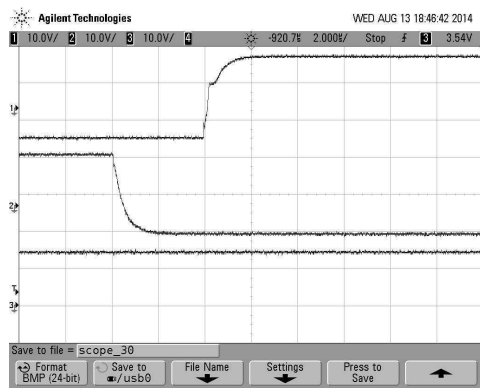


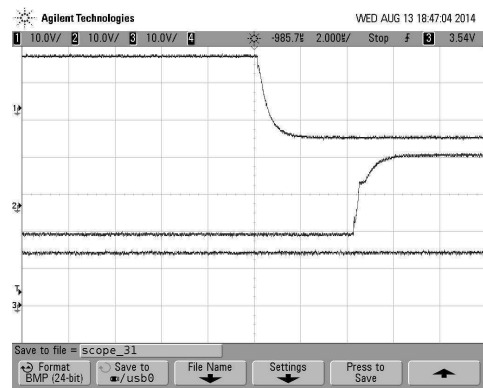
Figura 7.15: Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2). (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2)..

Para melhor visualização, na figura 7.16 estão exibidos os pulsos para as chaves q_1 , q_a e

q_2 , observa-se que o sinal q_a é resultado do XOR lógico aos sinais q_1 e q_2 . Nesta figura estão exibidas as bordas de subida e descida dos sinais q_1 , q_a , observa-se a aplicação do tempo morto sobre estes sinais, esta aplicação de tempo morto elimina o risco de curto-circuito do barramento.



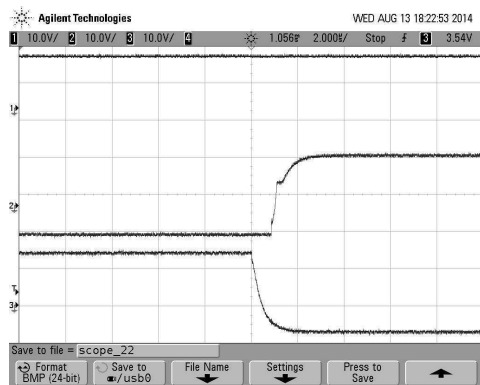
(a) Pulsos (q_1 , q_a e q_2) na ordem, de cima para baixo *zoom*



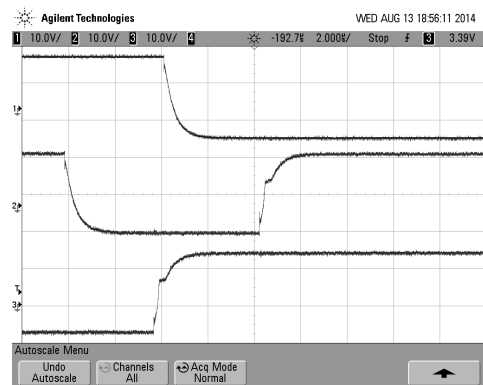
(b) Pulsos (q_1 , q_a e q_2) na ordem, de cima para baixo *zoom*

Figura 7.16: Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2) *zoom*. (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2) *zoom*.

Na figura 7.17 estão exibidas as bordas de subida e descida dos pulsos para acionamento das chaves q_1 , q_a e q_2 .



(a) Pulsos (q_1 , q_a e q_2) na ordem, de cima para baixo *zoom*



(b) Pulsos (q_1 , q_a e q_2) na ordem, de cima para baixo *zoom*

Figura 7.17: Resultados experimentais para a topologia 9S (a) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2) *zoom*. (b) Pulsos para acionar as chaves (q_1 , q_a e q_2) *zoom*.

7.7 Conclusão

Nesta seção foram apresentados resultados de simulação dinâmica para seis possibilidades (Malha aberta) de acionamento hexafásico, inerentes à topologias 9S e 12S. Através da aplicação dos modelos do sistema exibidos no capítulo 3, pode-se obter resultados de corrente, tensão e velocidade em malha aberta assim como resultados de malha fechada.

Os conversores foram analisados também quanto aos níveis de corrente conduzida por cada um dos dispositivos. Para o conversor 9S os níveis de corrente conduzidos por alguns dispositivos são maiores. Este conversor apresenta 3 chaves por braço e desse modo alguns dispositivos inevitavelmente conduzem corrente para duas fases da carga, ao se utilizar o conversor 9S poderá haver necessidade de redimensionar alguns dispositivos semicondutores, dependendo da intensidade de corrente que deva circular pela carga.

O conversor 9S também é desvantajoso quanto as tensões reversas suportadas pelas chaves. Este conversor necessita de uma maior tensão de barramento para se aplicar na carga a mesma amplitude de corrente, este acréscimo na tensão do barramento é feito para contornar as limitações do acionamento da estrutura. A técnica de modulação empregada para este conversor requer um deslocamento das tensões de referência e este deslocamento reduz o índice de modulação. O aumento da tensão do barramento é maior para cargas que possuam o ângulo $\alpha = 60^\circ$

8

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

8.1 Conclusões

Neste trabalho foi realizado o estudo do acionamento de uma máquina hexafásica a partir de um conversor com quantidade reduzida de chaves (9). Em geral os sistemas de acionamento para cargas hexafásicas ou duas cargas trifásicas, são efetivados com um total de 12 chaves.

A escolha da máquina hexafásica para o acionamento de cargas leva em consideração vantagens que as máquinas multifases apresentam diante das máquinas convencionais trifásicas, dentre elas cita-se: Redução nas oscilações de conjugado, maiores potências por volume, possuem mais possibilidades de controle, podem operar de modo satisfatório mesmo com a perda de algumas fases, por outro lado são muito comuns as tentativas de redução da quantidade de dispositivos em uma topologia visando redução de custos.

Dentre as diversas possibilidades de redução de custos, perdas ou busca de eficiência do sistema conversor-máquina, cita-se as alterações nas topologias ou ainda a modificação no modo de acioná-las, dentro deste conjunto de possibilidades o conversor 9S é uma mescla dessas duas possibilidades, de um lado é uma alteração de topologia e por outro necessita de modificações em suas técnicas de acionamento.

Este trabalho busca fornecer um estudo com uma certa abrangência que permita uma comparação entre o método convencional de acionar uma máquina hexafásica e o conversor

9S. Uma breve descrição das características analisadas neste estudo:

Inicialmente faz-se uma descrição dos dois conversores a serem tratados nesta análise. No capítulo 3 está a modelagem a partir de equações de tensão para descrever o funcionamento dos conversores. No que se refere ao modo de acioná-los, o capítulo ainda descreve a modulação senoidal além de expor as restrições inerentes ao PWM do conversor 9S. Um modelo da máquina hexafásica foi desenvolvido, de início o modelo foi obtido por meio de equações diferenciais de tensão e fluxo, mas pela dificuldade inerente de solução de tais equações, utilizou-se a abordagem por decomposição vetorial de tal modo a reduzir a complexidade do modelo e facilitar a tarefa de simulação do sistema.

No capítulo 4 descreve se brevemente os meios mais convencionais de se realizar o controle de um sistema de acionamento de máquina hexafásica. Inicialmente são descritos os métodos escalares como relações entre tensão, frequência e fluxo. Os métodos ditos escalares possuem limitações no acionamento de máquinas de indução, uma vez que não há desacoplamento entre as grandezas fluxo e conjugado, deste modo variações em uma destas grandezas perturbam a outra grandeza, com base nessa limitação e inspirado no método de controle da máquina de corrente contínua cita se os métodos de controle com abordagem vetorial. Neste caso a partir da componente de corrente estatórica e utilizando o referencial dq pode se desmembrar a corrente estatórica em duas componentes totalmente desacopladas. Uma dessas componentes é utilizada no controle do conjugado e a outra no controle do fluxo rotórico.

O conversor 9S permite uma redução de três chaves quando comparado ao 12S, essa redução pode se refletir nos custos totais do sistema de acionamento, entretanto analisado sob outros fatores o conversor 9S tende a se tornar desvantajoso. Algumas chaves conduzem um nível de corrente maior que as do 12S e estarão submetidas a um maior esforço, este fato aliado à necessidade de uma maior tensão de barramento são a causa de uma maior WTHD e de maiores perdas quando comparadas às da topologia de 12 chaves.

Uma análise da distorção harmônica é realizada para os dois conversores com relação à variação do fator de distribuição de roda livre. Quando se aciona uma máquina assimétrica o conversor 9S não apresenta redução da WTHD comparado ao conversor 12S. O melhor caso é para $\mu = 1$, mas o conversor 9S ainda apresenta um resultado 9% maior. Para uma máquina hexafásica simétrica, a faixa de valores do fator de roda livre compreendida entre

$0.3 \leq \mu \leq 0.7$ apresenta menores valores da WTHD para o conversor 12S.

As perdas nos semicondutores da topologia 12S acionando uma máquina hexafásica assimétrica foram menores que as da topologia 9S, comparando se as perdas em um braço, já que o conversor de 12 chaves apresenta uma menor quantidade de chaves por braço. Porém quando se analisa as perdas totais para as topologias, o conversor 9S, por possuir menor quantidade de dispositivos semicondutores, tende a apresentar menores perdas como é o caso em $\mu = 0.5$ e $\mu = 1$. A quantidade de perdas não depende somente do número de dispositivos na topologia, por esse motivo o conversor 9S apresenta maiores valores de perdas. Para o acionamento da máquina simétrica o conversor de 12 chaves apresenta os menores valores de perdas, tanto na comparação por número de dispositivos em um braço quanto na comparação do número total de dispositivos.

O número total de comutações dos dispositivos da topologia 9S é o mesmo que o da topologia 12S. Como possui um número menor de chaves, isso indica que as chaves do 9S estão sob um esforço maior de chaveamento como pode ser observado do total de comutações por braço, como esperado os dispositivos do conversor 9S sofre mais comutações por braço, isto influencia os resultados da WTHD e das perdas.

Buscando-se observar o comportamento das estruturas, simulou-se o sistema de acionamento. Em um primeiro momento as topologias foram simuladas em malha aberta e sem aplicação de nenhum degrau de carga. A seguir e com o objetivo de observar o comportamento da técnica de controle IFOC, o sistema foi simulado em malha fechada, também para os casos em que não há aplicação de degrau de carga.

8.2 Trabalhos Futuros

A análise realizada nesta dissertação abrem algumas possibilidades de pesquisa que se implementadas podem complementar os resultados deste trabalho, no sentido que buscam uma maior abrangência e maior integração da análise feita aqui com tópicos semelhantes que podem ser estudados, dentre eles cita:

1. Acionamento em velocidade variável.
2. Aquisição dos resultados experimentais para malha aberta e fechada.

3. Aplicação do conversor 9S em acionamento *open – end*.

A

APÊNDICE A

A.1 Modelo da Máquina

A utilização de conversores estáticos facilitou o uso de máquinas elétricas com um maior número de fases, em geral a quantidade de fases é 3. O acionamento de uma máquina multifase pode exigir um maior número de componentes, porém possibilita a aplicação de uma maior potência, consegue-se com isso uma redução de oscilações no conjugado, além de possibilitar uma maior tolerância a faltas, na medida em que com a falha de uma ou mais das fases, o sistema de acionamento pode ainda ser modificado e continuar em funcionamento de modo satisfatório.

Há diferentes tipos de máquina multifase: (Ward e Härer, 1969), (Nelson e Krause, 1974), (Toliyat et al., 1991a) e (Toliyat et al., 1991b), mas entre as diferentes configurações, a máquina de indução hexafásica constituída por dois enrolamentos trifásicos no estator, separados entre-si por um ângulo alfa, é muito comum, sendo considerada para os propósitos de acionamento com o conversor 9S.

A necessidade de desenvolvimento de um modelo para tal máquina é inerente à tarefa de simulação do comportamento da máquina de indução hexafásica - MIH. O modelo inicial obtido a partir de equações diferenciais é muito complexo, pois descreve um circuito magneticamente acoplado com o adicional de possuir coeficientes que variam no tempo, sendo assim a simulação por este método exige considerável esforço computacional. Para obter

o modelo por equações diferenciais, algumas considerações são feitas de modo a simplificar algumas características que apesar de presentes na máquina não alteram drasticamente os resultados obtidos com o modelo, são elas:

- Entreferro uniforme, para distribuição uniforme do fluxo, além da eliminar a possibilidade de saturação;
- Perdas são desprezadas, seja no ferro ou por atrito;
- Enrolamentos com distribuição senoidal, para obter distribuição de fluxo senoidal e com eliminação dos harmônicos;
- Enrolamentos idênticos, para evitar distribuição de fluxo desigual.

O modelo para a máquina hexafásica é obtido de modo semelhante ao obtido para a máquina trifásica. Considerando uma máquina de indução constituída por 6 bobinas no estator e 3 bobinas no rotor pode-se escrever as equações de tensão e fluxo para cada uma das fases, de modo genérico expressas em (A.1) para o estator e em (A.2) para o rotor.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_s \\ \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\lambda}_{ss} + \boldsymbol{\lambda}_{sr}) \end{aligned} \tag{A.1}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= \mathbf{r}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r) \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_r \\ \mathbf{v}_r &= \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\lambda}_{rr} + \boldsymbol{\lambda}_{sr}) \end{aligned} \tag{A.2}$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r + \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s)$$

Onde $\mathbf{v}_s = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, v_{s4}, v_{s5}, v_{s6}]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}, i_{s4}, i_{s5}, i_{s6}]^T$, e $\boldsymbol{\lambda}_s = [\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}, \lambda_{s4}, \lambda_{s5}, \lambda_{s6}]^T$,

respectivamente são os vetores tensão, corrente e fluxo do estator. $\mathbf{v}_r = [v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}]^T$, $\mathbf{i}_r = [i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]^T$, e $\boldsymbol{\lambda}_r = [\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}]^T$, respectivamente são os vetores tensão, corrente e fluxo do rotor. $\mathbf{r}_s = r_s \mathbf{I}_6$ e $\mathbf{r}_r = r_r \mathbf{I}_3$ são matrizes de resistência de fase do estator e do rotor respectivamente; \mathbf{I}_6 e \mathbf{I}_3 são matrizes identidade de ordem 6×6 e 3×3 respectivamente. \mathbf{L}_{rr} e \mathbf{L}_{ss} são matrizes de indutâncias do rotor e do estator respectivamente, assim como $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$ são matrizes de indutância mútua entre estator e rotor.

Para uma máquina equilibrada as matrizes \mathbf{L}_{ss} , \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_{rr} são obtidas a partir das equações de fluxo e estão descritas em (A.3), (A.4) e (A.5) respectivamente:

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ls} \mathbf{I}_6 + L_{ms} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \\ \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{L}_{sr} = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha) \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{lr} \mathbf{I}_3 + L_{mr} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Onde L_{ms} e L_{mr} são indutâncias de magnetização do estator e do rotor respectivamente. L_{ls} e L_{lr} são indutâncias de dispersão e por fim M_{sr} é a indutância mútua entre as bobinas de rotor e estator. \mathbf{I}_6 e \mathbf{I}_3 são matrizes identidade a primeira 6×6 e a segunda 3×3 e δ_r é a posição elétrica do rotor.

$$\delta_r = \int_0^t \omega_r dt + \delta_r(0) \quad (\text{A.6})$$

onde ω_r é a velocidade do rotor.

De (A.1) e (A.6) vê se que o modelo obtido é complexo, é comum uma transformação de coordenadas para simplificação do modelo das máquinas elétricas. Basicamente a transformação é um procedimento matemático que consiste na definição de novos referenciais para descrição das equações, de modo a simplificar os coeficientes que tem a sua variação regida pelo tempo, assim como simplificar o modelo de um modo geral.

O modelo de uma máquina, seja trifásica ou hexafásica, é representado pelas equações de tensão, de fluxo e de conjugado, desse modo a transformação de variáveis será aplicada à estas respectivas equações. Para uma máquina trifásica o procedimento comum é aplicar a transformada odq , que consiste em transformar o conjunto de três bobinas, separadas entre-si 120° , em um conjunto com duas bobinas, separadas entre-si 90° e mais uma bobina isolada de índice o . De modo semelhante, este procedimento pode ser aplicado à máquina hexafásica, para este caso aplica se a transformação em cada um dos conjuntos trifásicos, obtendo assim os seguintes subespaços: $d_1q_1o_1$ e $d_2q_2o_2$.

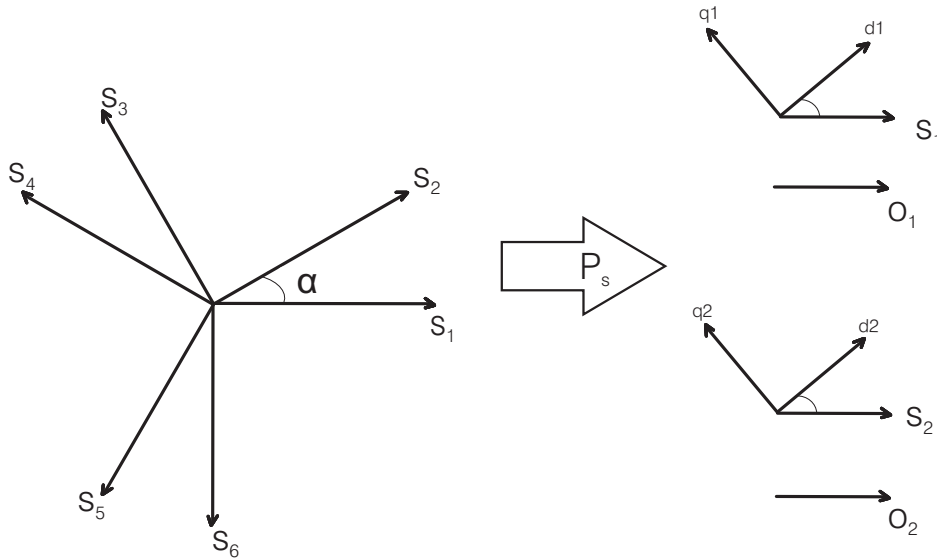


Figura A.1: Diagrama vetorial e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.

Uma outra transformação de uso comum, aplicada sobre as equações da MIH é a transformada $dqxyoo'$, que consiste em representar o sistema original de dimensão seis em três subespaços de dimensão dois, definidos respectivamente como: dq , xy , oo' . Os subespaços são mutuamente ortogonais. A definição genérica de uma transformada é dada em (A.7).

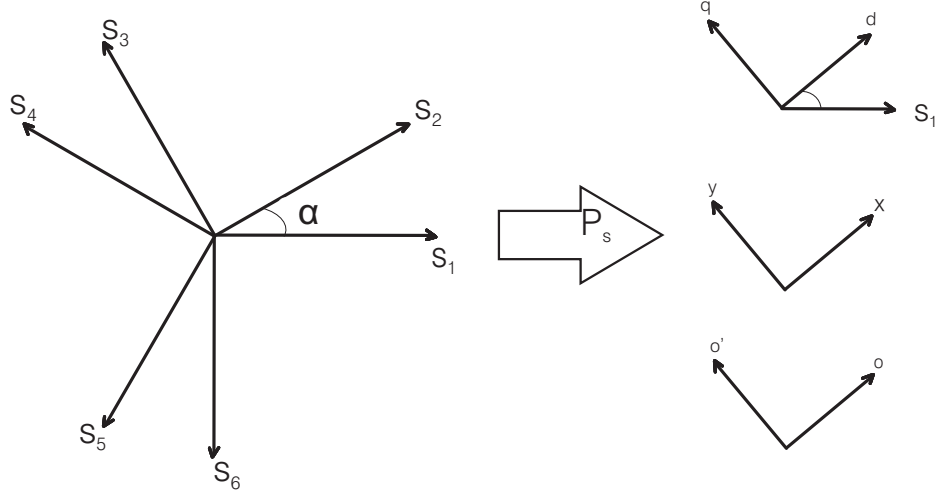


Figura A.2: Diagrama vetorial hexafásico e as possíveis transformações de coordenadas para um referencial arbitrário.

$$\mathbf{w}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyoo'}^g \quad (\text{A.7})$$

Sendo

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \alpha) & -\sin(\delta_g - \alpha) & -\cos(\delta_g - \alpha) & \sin(\delta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.8})$$

e

$$\mathbf{w}_{sdqxyoo'}^g = [w_{sd}, w_{sq}, w_{sx}, w_{sy}, w_{so}, w_{so'}]^T \quad (\text{A.9})$$

Onde w é uma variável qualquer que pode ser tensão, corrente ou fluxo.

Para o rotor a equação genérica de transformação é similar àquela apresentada em A.7, considerando apenas que a matriz P_r é diferente, do tipo 3×3 , sendo apresentada na equação (A.10). As matrizes de transformação tem as seguntes características: $P_s^T = P_s^{-1}$ e $P_r^T = P_r^{-1}$. Os coeficientes $\frac{1}{\sqrt{3}}$ e $\sqrt{\frac{2}{3}}$ são escolhidos para que a transformação seja invariante em potência.

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{\pi}{3}) & \sin(\delta_g - \delta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin(\delta_g - \delta_r + \frac{\pi}{6}) & -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

A transformada $dqxyoo'$ foi utilizada neste trabalho, assim as equações diferenciais da máquina (A.1) e (A.6), são aplicadas à transformada (A.7) e à respectiva transformada trifásica para o rotor.

$$v_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \omega_g \begin{pmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J} \end{pmatrix} \lambda_{sdqxyoo'} \quad (\text{A.11})$$

Onde $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$, $\mathbf{0}$ é uma matriz de zeros de ordem 3×3 , e

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Pelo mesmo procedimento pode se obter a expressão para o fluxo e a tensão rotórica. As matrizes de transformação estão dadas em (A.13) e (A.14) para o estator e para o rotor respectivamente.

$$\mathbf{A}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \alpha) & -\sin(\delta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{A}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \delta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Para a tensão rotórica:

$$v_{rdqo}^g = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g + \frac{d\lambda_{rdqo}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \mathbf{J} \lambda_{rdqo} \quad (\text{A.15})$$

O modelo dinâmico da máquina hexafásica pode ser representado também por meio de uma notação vetorial complexa. O correspondente mapeamento entre as notações complexa e escalar é definida como:

$$f_{sdq} = f_{sd} + jf_{sq} \quad (\text{A.16})$$

Onde f representa um vetor complexo genérico. Usando notação complexa o modelo dinâmico da máquina pode ainda ser escrito como

$$\begin{aligned} v_{sdq}^g &= r_s i_{sdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq}^g + j\omega_g \lambda_{sdq}^g \\ v_{rdq}^g &= r_r i_{rdq}^g + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq}^g + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \\ \lambda_{sdq}^g &= l_s i_{sdq}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \\ \lambda_{rdq}^g &= l_{sr} i_{sdq}^g + l_r i_{rdq}^g \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

$$v_{soo'} = r_s i_{soo'} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{soo'}$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro}$$

$$v_{sxy}^g = r_s i_{sxy}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sxy}^g + j\omega_g \lambda_{sxy}^g$$

Onde $v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_{sdq}^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $\lambda_{sdq}^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$, respectivamente são os vetores tensões, correntes e fluxo do estator no subespaço dq . $\mathbf{v}_{sxy}^g = v_{sx}^g + jv_{sy}^g$, $\mathbf{i}_{sxy}^g = i_{sx}^g + ji_{sy}^g$, $\lambda_{sxy}^g = \lambda_{sx}^g + j\lambda_{sy}^g$, respectivamente são os vetores tensões, correntes e fluxo do estator no subespaço xy , por fim $\mathbf{v}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$, $\mathbf{i}_{soo'} = i_{so} + ji_{so'}$, $\lambda_{soo'} = \lambda_{so} + j\lambda_{so'}$, respectivamente são os vetores tensões, correntes e fluxo do estator no subespaço oo' . (As mesmas variáveis são obtidas para o rotor, bastando trocar o subscrito s por r) r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor respectivamente. $l_s = L_{ls} + 3L_{ms}$ é a indutância própria do estator, $l_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$ é a indutância própria do rotor. $l_m = 3L_{ms}$ e $l_{sr} = \frac{3}{\sqrt{2}}M_{sr}$ são as indutâncias de magnetização e mútua equivalentes da máquina.

Para completar a descrição, a equação para o conjugado eletromagnético da máquina é apresentada em (A.18).

$$T_e = pl_{sr}(i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (\text{A.18})$$

Onde: T_e é o conjugado ou torque no eixo da máquina e p é o número de pares de pólos da máquina.

A partir do conjunto de equações (A.17) pode se obter o circuito equivalente da máquina hexafásica, refletindo todas as grandezas do rotor para o estator.

$$\begin{aligned} v_{sdq}^g &= r_s i_{sdq}^g + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sdq}^g + l_m (i_{sdq}^g + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{rdq}^g) + j\omega_g \lambda_{sdq}^g \\ v_{rdq}^g &= r_r i_{rdq}^g + L_{ls}' \frac{d}{dt} i_{rdq}^g + l_m (\frac{1}{\sqrt{2}} i_{sdq}^g + \frac{1}{2} i_{rdq}^g) + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \\ v_{sxy}^g &= r_s i_{sxy}^g L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sxy}^g + j\omega_g \lambda_{sxy}^g \\ v_{soo'} &= r_s i_{soo'} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{soo'} \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

O circuito equivalente está exibido na figura A.3. As variáveis que participam da conversão eletromecânica de energia estão mapeadas no subespaço dq , por outro lado as variáveis que não produzem conjugado são mapeadas nos outros dois subespaços. As componentes de corrente nos subespaços xy e oo' não contribuem para o fluxo e são componentes que apenas produzem perdas e portanto devem ser mantidas o mais próximo possível do zero.

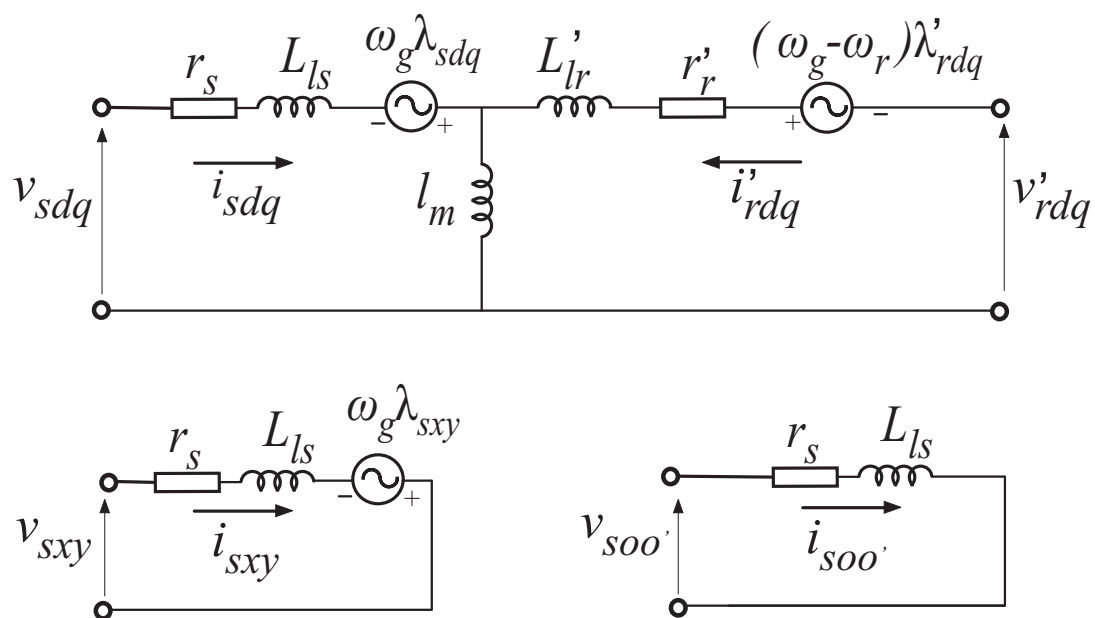


Figura A.3: Circuito equivalente da MIH de acordo com a abordagem vetorial.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aganah, K.; Karugaba, S. e Ojo, O. (2012) Space vector and carrier-based pwm modulation schemes for maximum utilization of voltage sources of a nine-switch converter, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 2521–2528.
- Astad, K. e Molinas, M. (2010) Double input ac/ac nine-switch converter for multiple-generator drivetrain configuration in wind turbines, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 2382–2387.
- Batista, G. R. (2013) Acionamento com Máquina de Indução Hexafásica Tolerante à Falta, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- Blaabjerg, F.; Freysson, S.; Hansen, H.-H. e Hansen, S. (1995) A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, vol. 2, pp. 577–585 vol.2.
- Bose, B. K. (2002) *Modern Power Electronics and AC Drives*.
- Van der Broeck, H. e Van Wyk, J. (1984) A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-20**(2):309–320.
- Buja, G. e Kazmierkowski, M. (2004) Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **51**(4):744–757.
- Dehghan, S.; Mohamadian, M. e Yazdian, A. (2010) Hybrid electric vehicle based on bi-directional z-source nine-switch inverter, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **59**(6):2641–2653.
- Dehnavi, S.; Mohamadian, M.; Yazdian, A. e Ashrafzadeh, F. (2010) Space vectors modulation for nine-switch converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(6):1488–

1496.

- Dias, J. A. A.; dos Santos, E. e Jacobina, C. (2010) A low investment single-phase to three-phase converter operating with reduced losses, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 755–760.
- Fabricio, E. L. L. (2010) Conversor trifásico ca-ca de três braços utilizando nove chaves-TCC, Universidade Federal de Campina Grande.
- Gao, F.; Zhang, L.; Li, D.; Loh, P. C.; Tang, Y. e Gao, H. (2010) Optimal pulsewidth modulation of nine-switch converter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(9):2331–2343.
- Henrique N, B. G. (2006) Projecto Integrado de Máquinas Eléctricas de Indução/Conversores Estáticos de Potência, Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto.
- Jacobina, C.; Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. N. C. e Seixas, P. (2001) Digital scalar pulsewidth modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- Jones, M.; Vukosavic, S.; Dujic, D.; Levi, E. e Wright, P. (2008) Five-leg inverter pwm technique for reduced switch count two-motor constant power applications, *Electric Power Applications, IET*, **2**(5):275–287.
- Kominami, T. e Fujimoto, Y. (2007) Inverter with reduced switching-device count for independent ac motor control, In: *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 1559–1564.
- Ledezma, E.; McGrath, B.; Munoz, A. e Lipo, T. (2001) Dual ac-drive system with a reduced switch count, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(5):1325–1333.
- Liu, C.; Wu, B.; Zargari, N. e Xu, D. (2007) A novel nine-switch pwm rectifier-inverter topology for three-phase ups applications, In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1–10.
- Liu, C.; Wu, B.; Zargari, N.; Xu, D. e Wang, J. (2009) A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine igbts, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **24**(5):1151–1160.
- Nelson, R. e Krause, P. (1974) Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, **PAS-93**(3):841–848.

- Oka, K.; Nozawa, Y.; Omata, R.; Suzuki, K.; Furuya, A. e Matsuse, K. (2007) Characteristic comparison between five-leg inverter and nine-switch inverter, In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, pp. 279–283.
- Qian Cheng L, Y. (2011) Vector Control of an Inductin Motor based on a DSP, Dissert. de Mestrado, Chalmers University of Technology, Goteborg Sweden.
- dos Santos, E.; Jacobina, C. e da Silva, O. (2011) Six-phase machine drive system with nine-switch converter, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4204–4209.
- Soe, N. P.; Vilathgamuwa, D. e Low, K.-S. (2011) Doubly fed induction generator for wind energy generation using nine-switch power converter, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, nº 3, pp. 3608–3613.
- Toliyat, H.; Lipo, T. e White, J. (1991a) Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. i. motor analysis, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **6**(4):679–683.
- Toliyat, H.; Lipo, T. e White, J. (1991b) Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. ii. motor design and performance, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **6**(4):684–692.
- Ward, E. e Härer, H. (1969) Preliminary investigation of an invertor-fed 5-phase induction motor, *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, **116**(6):980–984.
- Wei, L.; Lipo, T. e Chan, H. (2002) Matrix converter topologies with reduced number of switches, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 1, pp. 57–63 vol.1.
- Wheeler, P.; Rodriguez, J.; Clare, J.; Empringham, L. e Weinstein, A. (2002) Matrix converters: a technology review, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(2):276–288.
- Zhang, L.; Loh, P. C. e Gao, F. (2012) An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **27**(3):1177–1190.